

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA MECÂNICA**

CALIBRAÇÃO DE MICROFONES COM RESPOSTA IMPULSIVA

Tese submetida à

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

para a obtenção do grau de

DOUTOR EM ENGENHARIA MECÂNICA

ZEMAR MARTINS DEFILIPPO SOARES

Florianópolis, setembro de 2006

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA

CALIBRAÇÃO DE MICROFONES COM RESPOSTA IMPULSIVA

ZEMAR MARTINS DEFILIPPO SOARES

Esta tese foi julgada adequada para a obtenção do título de

DOUTOR EM ENGENHARIA

ESPECIALIDADE ENGENHARIA MECÂNICA

sendo aprovada em sua forma final.

Prof. Samir N.Y.Gerges, Ph.D. – Orientador

Prof. Fernando Cabral, Ph.D. - Coordenador do Curso

BANCA EXAMINADORA

Prof. Samir N.Y. Gerges, Ph.D. – Presidente

Prof. Michael Vorländer, Dr. rer. nat.

Prof. Moyses Zindeluk, D.Sc.

Prof. Armando Albertazzi Gonçalves Jr., Dr.Eng.

Prof. Roberto Jordan, Dr. Eng.

Dedico esta tese à minha filha Ana Luiza, à minha esposa Indira, à minha mãe Marlene, ao meu pai Zenon e ao meu irmão Marcelo. Também dedico a todos aqueles que efetivamente me ajudaram a superar as dificuldades encontradas no desenvolvimento deste projeto.

AGRADECIMENTOS

“O presente trabalho foi realizado com o apoio do CNPq, uma entidade do Governo Brasileiro voltada ao Desenvolvimento Científico e Tecnológico”

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	vii
LISTA DE TABELAS	xiv
SIMBOLOGIA.....	xvii
RESUMO	xxi
ABSTRACT	xxii
 1 INTRODUÇÃO	 23
 2 MÉTODOS DE CALIBRAÇÃO DE MICROFONES CAPACITIVOS.....	 27
2.1 Método da reciprocidade.....	27
2.1.1 Reciprocidade em campo de pressão.....	30
2.1.1.1 Considerações práticas	31
2.1.2 Reciprocidade em campo livre.....	32
2.1.2.1 Considerações práticas	34
2.2 Método da comparação	37
 3 DETERMINAÇÃO DA RESPOSTA IMPULSIVA PARA A CALIBRAÇÃO DE MICROFONES.....	 42
3.1 Introdução.....	42
3.2 Histórico.....	42
3.3 Técnica proposta para obtenção da resposta impulsiva.....	47
3.4 Janelas temporais.....	54
 4 MÉTODO DA COMPARAÇÃO SEQUENCIAL EM CAMPO LIVRE SIMULADO.....	 59
4.1 Introdução.....	59
4.2 O método proposto para campo livre simulado.....	60
4.2.1 Procedimento para a determinação da sensibilidade do microfone sob teste.....	60
4.2.2 Não-uniformidade do campo livre simulado.....	75
4.2.3 Resultados obtidos.....	88
4.2.4 Estimativa da incerteza expandida de medição para o método proposto.....	103
4.2.4.1 Contribuição na incerteza devido ao microfone de referência.....	104
4.2.4.2 Contribuição na incerteza devido a capacitância do microfone.....	105
4.2.4.3 Contribuição na incerteza devido a não linearidade do analisador.....	106
4.2.4.4 Contribuição na incerteza devido a repetitividade.....	106

4.2.4.5 Contribuição na incerteza devido a polarização de tensão do microfone.....	106
4.2.4.6 Contribuição na incerteza devido ao erro de arredondamento.....	107
4.2.4.7 Contribuição na incerteza devido a reprodutibilidade.....	107
4.2.4.8 Contribuição na incerteza devido ao rmsd.....	109
4.2.4.9 Contribuição na incerteza devido ao uso da função janela.....	111
4.2.4.10 Planilha de incertezas.....	116
 5. MÉTODO DA COMPARAÇÃO SEQUENCIAL EM CAMPO DIFUSO.....	118
5.1 Introdução.....	118
5.2 O método proposto para campo difuso.....	118
5.2.1 Procedimento para a determinação da sensibilidade do microfone sob teste.....	118
5.2.2 Resultados obtidos na calibração por comparação sequencial em campo difuso.....	122
5.2.3 Estimativa da incerteza expandida de medição para o método proposto.....	131
5.2.3.1 Contribuição na incerteza devido ao microfone de referência.....	132
5.2.3.2 Contribuição na incerteza devido a capacitância do microfone.....	132
5.2.3.3 Contribuição na incerteza devido a não linearidade do analisador.....	132
5.2.3.4 Contribuição na incerteza devido a repetitividade.....	133
5.2.3.5 Contribuição na incerteza devido ao erro de arredondamento.....	136
5.2.3.6 Contribuição na incerteza da tendência do método proposto.....	136
5.2.3.7 Planilha de incertezas.....	140
 6. CALIBRAÇÃO DE MICROFONES UTILIZANDO A TÉCNICA COM VIBRÔMETRO A LASER.....	145
6.1 Introdução.....	145
6.2 Influência da carga acústica no resultado final da calibração.....	146
6.3 Medições para determinação da sensibilidade de microfones.....	151
 7 CONCLUSÕES E COMENTÁRIOS.....	160
 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	171
 APÊNDICE A.....	174

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 - Representação gráfica da sensibilidade de um microfone capacitivo de campo livre de $\frac{1}{2}$ " calibrado em campo livre.....	25
Figura 2.1 – Esquemático da combinação dos três pares de microfones utilizados na reciprocidade. ..	27
Figura 2.2 – Circuito equivalente do microfone representado como uma rede duas portas.....	28
Figura 2.3 – Esquemático do acoplamento acústico da reciprocidade em campo de pressão.....	31
Figura 2.4 – Representação esquemática do acoplamento acústico da reciprocidade em campo livre..	35
Figura 2.5 – Centro acústico e distância entre os diafragmas dos microfones.....	36
Figura 2.6 – Esquema do posicionamento do microfone e haste em relação ao alto-falante para a calibração de microfone pelo método da comparação em campo livre.....	39
Figura 2.7 – Diagrama de ligações da instrumentação utilizada para a calibração de microfones capacitivos por comparação em campo livre....	40
Figura 3.1 – Representação em forma de diagrama da técnica de <i>time delay spectrometry</i>	44
Figura 3.2 – Resposta impulsiva de uma sala reverberante obtida com MLS e o espalhamento das distorções provocadas pelo alto-falante.....	48
Figura 3.3 – Resposta impulsiva de uma outra sala reverberante obtida com varredura de senos e a concentração das distorções provocadas pelo alto-falante.	49
Figura 3.4 – Varredura senoidal de incremento linear no domínio do tempo e no domínio da frequência.	50
Figura 3.5 – Varredura senoidal de incremento logarítmico no domínio do tempo e no domínio da frequência.	50
Figura 3.6 – Representação gráfica do atraso de grupo, da amplitude no domínio da frequência e também no domínio do tempo da varredura senoidal de incremento arbitrário com envelope constante.....	52
Figura 3.7 – Diagrama de blocos representando todos os passos para a obtenção da função de transferência do sistema alto-falante-sala-microfone.....	53
Figura 3.8 – Função seno com 10 períodos completos no domínio do tempo e no da frequência após enjanelamento retangular	54
Figura 3.9 – Função seno com 10 períodos + 10 amostras no domínio do tempo e no da frequência após enjanelamento retangular	55
Figura 3.10 – Janela BlackmanHarris no domínio do tempo e da frequência.....	55
Figura 3.11 – Janela Retangular no domínio da frequência.	56
Figura 3.12 – Som direto sendo enjanelado na resposta impulsiva com uma janela híbrida (Retangular-meia BlackmanHarris).....	57
Figura 3.13 – Geometria da configuração caixa acústica-microfone e os tempos de chegada do som direto e refletido	58
Figura 4.1 – Resposta em frequência do alto-falante coaxial utilizado como fonte sonora. Curva em	

vermelha “woofer”, curva em azul corneta	61
Figura 4.2 – Resultado da calibração do microfone B&K4165 utilizando Varredura de senos em modo Mono	62
Figura 4.3 - Resultado da calibração do microfone B&K4165 utilizando a técnica com excitação no “woofer” e repetição do mesmo sinal de excitação aplicado à corneta.	63
Figura 4.4 - Resultado da calibração do microfone B&K4165 utilizando sinal de excitação no modo Estéreo.....	64
Figura 4.5 – Sinal de excitação Estéreo no domínio da frequência. Curva em vermelho canal 1(“woofer”). Curva em azul canal 2 (corneta).	64
Figura 4.6 – Sinal de excitação Estéreo no domínio do tempo (varredura de senos). Curva em vermelho canal 1. Curva em azul canal 2. O Zoom dá mais detalhe da varredura de senos.....	65
Figura 4.7 – Resposta impulsiva com janela simétrica.	66
Figura 4.8 – sistema Microfone-Studio-Altofalante para calibração de microfone pelo método da varredura de senos em campo livre simulado	67
Figura 4.9 – sistema Microfone-Studio-Altofalante para calibração de microfone pelo método da varredura de senos em campo livre simulado	68
Figura 4.10 – sistema Microfone-Studio-Altofalante para calibração de microfone pelo método da varredura de senos em campo livre simulado	68
Figura 4.11 – sistema Microfone-Studio-Altofalante para calibração de microfone pelo método da varredura de senos em campo livre simulado	69
Figura 4.12 – sistema Microfone-Reverberante-Altofalante para calibração de microfone pelo método da varredura de senos em campo livre simulado.....	69
Figura 4.13 – sistema Microfone-Reverberante-Altofalante para calibração de microfone pelo método da varredura de senos em campo livre simulado.....	70
Figura 4.14 – sistema Microfone-Reverberante-Altofalante para calibração de microfone pelo método da varredura de senos em campo livre simulado.....	70
Figura 4.15 – sistema Microfone-Reverberante-Altofalante para calibração de microfone pelo método da varredura de senos em campo livre simulado.....	71
Figura 4.16 – Hardwares utilizados no sistema de medição de Respostas Impulsivas para o método da varredura de senos em campo livre simulado	74
Figura 4.17 – Diagrama do sistema de medição de Respostas Impulsivas para o método da comparação utilizando varredura de senos em campo livre simulado	74
Figura 4.18 – NPS’s normalizados em 1 metro de distância do alto-falante, Lei do inverso da distância 1/r e regressão linear dos NPS’s medidos.	76
Figura 4.19 – NPS’s normalizados em 1 metro de distância do alto-falante, Lei do inverso da distância 1/r e regressão linear dos NPS’s medidos	76
Figura 4.20 – NPS’s normalizados em 1 metro de distância do alto-falante, Lei do inverso da distância 1/r e regressão linear dos NPS’s medidos	76

Figura 4.40 – NPS's normalizados em 1 metro de distância do alto-falante, Lei do inverso da distância 1/r e regressão linear dos NPS's medidos	83
Figura 4.41 – NPS's normalizados em 1 metro de distância do alto-falante, Lei do inverso da distância 1/r e regressão linear dos NPS's medidos	83
Figura 4.42 – NPS's normalizados em 1 metro de distância do alto-falante, Lei do inverso da distância 1/r e regressão linear dos NPS's medidos	84
Figura 4.43 – NPS's normalizados em 1 metro de distância do alto-falante, Lei do inverso da distância 1/r e regressão linear dos NPS's medidos	84
Figura 4.44 – NPS's normalizados em 1 metro de distância do alto-falante, Lei do inverso da distância 1/r e regressão linear dos NPS's medidos	84
Figura 4.45 – NPS's normalizados em 1 metro de distância do alto-falante, Lei do inverso da distância 1/r e regressão linear dos NPS's medidos	85
Figura 4.46 – NPS's normalizados em 1 metro de distância do alto-falante, Lei do inverso da distância 1/r e regressão linear dos NPS's medidos	85
Figura 4.47 – NPS's normalizados em 1 metro de distância do alto-falante, Lei do inverso da distância 1/r e regressão linear dos NPS's medidos	85
Figura 4.48 – NPS's normalizados em 1 metro de distância do alto-falante, Lei do inverso da distância 1/r e regressão linear dos NPS's medidos	86
Figura 4.49 – Valor médio das três medições de <i>rmsd</i> no Studio e na Câmara Reverberante	87
Figura 4.50 – Desvio do método proposto em relação à sensibilidade determinada pelo procedimento PTB. Zero dB significa que o valor da sensibilidade determinada pelo método proposto é igual ao do procedimento PTB	88
Figura 4.51 – Desvio do método proposto em relação à sensibilidade determinada pelo procedimento PTB. Zero dB significa que o valor da sensibilidade determinada pelo método proposto é igual ao do procedimento PTB	89
Figura 4.52 – Desvio do método proposto em relação à sensibilidade determinada pelo procedimento PTB. Zero dB significa que o valor da sensibilidade determinada pelo método proposto é igual ao do procedimento PTB	89
Figura 4.53 – Desvio do método proposto em relação à sensibilidade determinada pelo procedimento PTB. Zero dB significa que o valor da sensibilidade determinada pelo método proposto é igual ao do procedimento PTB	90
Figura 4.54 – Desvio do método proposto em relação à sensibilidade determinada pelo procedimento PTB. Zero dB significa que o valor da sensibilidade determinada pelo método proposto é igual ao do procedimento PTB	90
Figura 4.55 – Desvios em relação à sensibilidade determinada pelo procedimento PTB para as cinco medições de reprodutibilidade	96
Figura 4.56 – Desvios em relação à sensibilidade determinada pelo procedimento PTB para as cinco medições de reprodutibilidade	96

Figura 4.57 – Desvios em relação à sensibilidade determinada pelo procedimento PTB para as cinco medições de reprodutibilidade	97
Figura 4.58 – Desvios em relação à sensibilidade determinada pelo procedimento PTB para as cinco medições de reprodutibilidade	97
Figura 4.59 – Desvios em relação à sensibilidade determinada pelo procedimento PTB para as cinco medições de reprodutibilidade	98
Figura 4.60 – Desvios em relação à sensibilidade determinada pelo procedimento PTB para as cinco medições de reprodutibilidade	108
Figura 4.61 – Desvios em relação à sensibilidade determinada pelo procedimento PTB para diferentes larguras da função janela Blackman-Harris 4 simétrica.....	112
Figura 4.62 – curvas de desvio do método proposto em relação ao método PTB como função da largura da função janela Blackman-Harris 4 simétrica	113
Figura 4.63 – RI sem aplicação da função janela.....	113
Figura 4.64 – RI com aplicação da janela Blackman-Harris 4 simétrica de largura 50ms	114
Figura 4.65 – RI com aplicação da janela Blackman-Harris 4 simétrica de largura 30ms	114
Figura 4.66 – RI com aplicação da janela Blackman-Harris 4 simétrica de largura 19ms	115
Figura 4.67 – RI com aplicação da janela Blackman-Harris 4 simétrica de largura 12ms	115
Figura 4.68 – Estimativa da Incerteza Expandida de Medição para o Método da comparação seqüencial utilizando Resposta Impulsiva e varredura de senos	117
Figura 5.1 – Equipamentos necessários na calibração em campo difuso pelo método tradicional	119
Figura 5.2 - Resposta Impulsiva do sistema ACM.....	120
Figura 5.3 – Resposta Impulsiva do sistema ACM após a multiplicação da função janela	120
Figura 5.4 – Diagrama de ligações dos instrumentos utilizados no método proposto p/ campo difuso	121
Figura 5.5 - Espectro da potência acústica emitida pelo dodecaedro	122
Figura 5.6 – Correções de campo livre para difuso ($10\log y$) e de campo de pressão para difuso (Δ_{DP})	123
Figura 5.7 – Esquema do posicionamento para os microfones e fontes sonoras no interior da câmara reverberante.....	125
Figura 5.8 – Posição 1 do dodecaedro no interior da câmara reverberante utilizada na calibração de microfones.....	126
Figura 5.9 – Posição 2 do dodecaedro no interior da câmara reverberante utilizada na calibração de microfones.....	127
Figura 5.10 – Desvios apresentados na realização do método proposto em relação ao método da reciprocidade quando os três pares de microfones estavam na posição de microfone 1 (P1).....	128
Figura 5.11 – Desvios apresentados na realização do método proposto em relação ao método da reciprocidade quando os três pares de microfones estavam na posição de microfone 2 (P2).....	128

Figura 5.12 – Desvios apresentados na realização do método proposto em relação ao método da reciprocidade quando os três pares de microfones estavam na posição de microfone 3 (P3).....	129
Figura 5.13 – Desvio padrão de repetitividade para cada par de microfones nas três posições de microfone e duas posições fonte	130
Figura 5.14 – Desvios padrão entre os desvios apresentados pelos três pares de microfones e as tendências do método proposto quando na posição 1 (P1) de microfone e posição de fonte F1 e F2	130
Figura 5.15 – Desvios padrão entre os desvios apresentados pelos 3 pares de microfones e as tendências do método proposto quando na posição 2 (P2) de microfone e posição de fonte F1 e F2	131
Figura 5.16 – Desvios padrão entre os desvios apresentados pelos três pares de microfones e as tendências do método proposto quando na posição 3 (P3) de microfone e posição de fonte F1 e F2	131
Figura 6.1 – Estimativa do erro causado pela carga acústica para microfone B&K4180 e B&K4160 considerando as funções de Bessel (J_l) e Bessel modificada (K_l) do software Matlab	149
Figura 6.2 – Estimativa do erro causado pela carga acústica para microfone B&K4180 e B&K4160 em cavidades de 3 cm ³ e 20 cm ³	150
Figura 6.3 – Erro causado pela carga acústica em campo livre impedância de radiação de uma membrana em campo livre para microfone B&K4180 e B&K4160.....	151
Figura 6.4 – diagrama de bloco do aparato de medição de velocidade do diafragma e da corrente elétrica no microfone.....	152
Figura 6.5 – Aparato de medição (Vibrômetro a Laser) na sala de medição sem a montagem da cavidade de 200 cm ³	152
Figura 6.6 – Aparato de medição (Vibrômetro a Laser) na sala de medição com a montagem da cavidade de 200 cm ³	153
Figura 6.7 – Aparato de medição (Vibrômetro a Laser) na sala de medição com a montagem da cavidade de 200 cm ³	153
Figura 6.8 – Vista frontal da cavidade de 200 cm ³ com o feixe de Laser refletindo no diafragma do microfone.	154
Figura 6.9 – Estimativa do erro causado pela carga acústica em campo de pressão utilizando modelo matemático de uma simples compliância (curva vermelha) e também como uma linha de transmissão (curva azul).....	155
Figura 6.10 – Sensibilidade Microfone B&K4190 em campo de pressão (cavidade 200 cm ³) determinada pela técnica do Vibrômetro a Laser (single point) com 150 médias	156
Figura 6.11 – Sensibilidade Microfone B&K4190 determinada no interior da sala sem tratamento utilizando a técnica do Vibrômetro a Laser (single point). Com 150 médias	156
Figura 6.12 – Sensibilidade de um microfone B&K4138 (1/8”) calibrado pela técnica de Vibrômetro a Laser.....	158

Figura 6.13 – Circuito simplificado da capacitância do microfone (C_m) e da capacitância parasita (C_s), bem como a fonte de excitação (V_i) e a resistência elétrica onde se deseja medir a corrente circulante i	159
Figura 7.1 – Resultado da calibração de microfone pelo método da comparação seqüencial em campo livre simulado. Incerteza expandida do método proposto e também do método PTB	161
Figura 7.2 – Resultado da calibração de microfone pelo método da comparação seqüencial em campo livre simulado. Incerteza expandida do método proposto e também do método PTB	161
Figura 7.3 – Resultado da calibração de microfone pelo método da comparação seqüencial em campo livre simulado. Incerteza expandida do método proposto e também do método PTB	162
Figura 7.4 – Resultado da calibração de microfone pelo método da comparação seqüencial em campo livre simulado. Incerteza expandida do método proposto e também do método PTB	162
Figura 7.5 – Resultado da calibração de microfone pelo método da comparação seqüencial em campo livre simulado. Incerteza expandida do método proposto e também do método PTB	163
Figura 7.6 – Representação gráfica da incerteza expandida de medição $U_{95\%12}$ quando os 3 microfones estavam posicionados na posição de microfone 2 e a fonte na posição 1. As demais incertezas expandidas seguem a mesma formação quanto a posição dos índices, primeiro índice para posição de fonte e o segundo índice para posição de microfone.....	164
Figura 7.7 – Resposta Impulsiva obtida com sinal de excitação no modo Mono	168
Figura 7.8 – Resposta Impulsiva obtida com sinal de excitação no modo Estéreo	169
Figura 7.9 – Comparação entre calibrações usando sinal de excitação no modo Mono e no modo Estéreo	170
Figura A.1 – Comparação entre as incertezas expandidas estimadas com incertezas padrão de repetitividade para dez réplicas e três réplicas	175

LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1 – Sensibilidades dos microfones sob teste calibrados pelo método da comparação utilizando o procedimento PTB	72
Tabela 4.2 – Sensibilidade do microfone B&K4180 – 1503938 calibrado por reciprocidade em campo de pressão. Fator de correção de pressão para campo livre (Draft IEC 61094-7) e Incerteza fator correção de pressão para campo livre.....	73
Tabela 4.3 – <i>rmsd</i> determinado no Studio e Câmara Reverberante, bem como os desvios Padrão das 3 medições de <i>rmsd</i> no Studio e Câmara Reverberante	87
Tabela 4.4 – Sensibilidades do B&K4180- 1195956 determinadas pelo método proposto e Desvio Padrão de dez replicações no Studio e na Câmara Reverberante	91
Tabela 4.5 – Sensibilidades do B&K4165- 599583 determinadas pelo método proposto e Desvio Padrão de dez replicações no Studio e na Câmara Reverberante	92
Tabela 4.6 – Sensibilidades do B&K4133-1660001 determinadas pelo método proposto e Desvio Padrão de dez replicações no Studio e na Câmara Reverberante	93
Tabela 4.7 – Sensibilidades do B&K4133-1660002 determinadas pelo método proposto e Desvio Padrão de dez replicações no Studio e na Câmara Reverberante	94
Tabela 4.8 – Sensibilidades do B&K4133-1660003 determinadas pelo método proposto e Desvio Padrão de dez replicações no Studio e na Câmara Reverberante	95
Tabela 4.9 - Desvios padrão de reprodutibilidade para as cinco calibrações do microfone B&K 4180 – 1195956.....	99
Tabela 4.10 - Desvios padrão de reprodutibilidade para as cinco calibrações do microfone B&K 4165 – 599583	100
Tabela 4.11 - Desvios padrão de reprodutibilidade para as cinco calibrações do microfone B&K 4133 – 1660001	101
Tabela 4.12 - Desvios padrão de reprodutibilidade para as cinco calibrações do microfone B&K 4133 – 1660002	102
Tabela 4.13 - Desvios padrão de reprodutibilidade para as cinco calibrações do microfone B&K 4133 – 1660003	103
Tabela 4.14 – Incerteza expandida de medição declarada no certificado de calibração do microfone de referência $U_{95\%}$ e a incerteza padrão $u_{mic,ref}$, bem como a incerteza do fator de correção de pressão para campo livre $U_{95\%\Delta PF}$	105
Tabela 4.15 – incerteza padrão de reprodutibilidade, u_{repr}	108
Tabela 4.16 - incerteza padrão u_{rmsd} e <i>rmsd médio</i> do método proposto.....	109
Tabela 4.17 – Erro estimado para um intervalo de 3 ms na largura da função janela.....	116
Tabela 4.18 – Estimativa da Incerteza Expandida de Medição para o Método da comparação sequencial utilizando Resposta Impulsiva e varredura de senos	117

Tabela 5.1 – Fatores de correção (em dB) de campo livre para campo difuso(10log γ), campo de pressão para campo difuso (Δ_{DP}) e campo de pressão para campo livre (Δ_{PF}).....	124
Tabela 5.2 – Incerteza expandida de medição declarada no certificado de calibração do microfone de referência $U_{95\%}$, incerteza padrão $u_{mic,ref}$ e incerteza devido ao microfone de referência $u_{mic,refD}$	132
Tabela 5.3 – Valores do desvio padrão experimental de 5 réplicas, $Sdev_{exp11}$, e da componente de incerteza devido a repetitividade u_{rep11} , quando a fonte sonora na posição F1 e posição de microfones na posição P1.....	133
Tabela 5.4 – Valores do desvio padrão experimental de 5 réplicas, $Sdev_{exp21}$, e da componente de incerteza devido a repetitividade u_{rep21} , quando a fonte sonora na posição F2 e posição de microfones na posição P1.....	134
Tabela 5.5 – Valores do desvio padrão experimental de 5 réplicas, $Sdev_{exp12}$, e da componente de incerteza devido a repetitividade u_{rep12} , quando a fonte sonora na posição F1 e posição de microfones na posição P2.....	134
Tabela 5.6 – Valores do desvio padrão experimental de 5 réplicas, $Sdev_{exp22}$, e da componente de incerteza devido a repetitividade u_{rep22} , quando a fonte sonora na posição F2 e posição de microfones na posição P2.....	135
Tabela 5.7 – Valores do desvio padrão experimental de 5 réplicas, $Sdev_{exp13}$, e da componente de incerteza devido a repetitividade u_{rep13} , quando a fonte sonora na posição F1 e posição de microfones na posição P3.....	135
Tabela 5.8 – Valores do desvio padrão experimental de 5 réplicas, $Sdev_{exp23}$, e da componente de incerteza devido a repetitividade u_{rep23} , quando a fonte sonora na posição F2 e posição de microfones na posição P3.....	136
Tabela 5.9 – Desvios M1M2F1P1, M1M3F1P1 e M2M3F1P1 referentes aos 3 pares de microfones na posição de fonte F1 e posição de microfone P1, desvio padrão $Sdev_{3pars11}$ entre os 3 desvios, tendência11 e incerteza da tendência11 u_{tend11}	137
Tabela 5.10 – Desvios M1M2F2P1, M1M3F2P1 e M2M3F2P1 referentes aos 3 pares de microfones na posição de fonte F2 e posição de microfone P1, desvio padrão $Sdev_{3pars21}$ entre os 3 desvios, tendência21 e incerteza da tendência21 u_{tend21}	138
Tabela 5.11 – Desvios M1M2F1P2, M1M3F1P2 e M2M3F1P2 referentes aos 3 pares de microfones na posição de fonte F1 e posição de microfone P2, desvio padrão $Sdev_{3pars12}$ entre os 3 desvios, tendência12 e incerteza da tendência12 u_{tend12}	138
Tabela 5.12 – Desvios M1M2F2P2, M1M3F2P2 e M2M3F2P2 referentes aos 3 pares de microfones na posição de fonte F2 e posição de microfone P2, desvio padrão $Sdev_{3pars22}$ entre os 3 desvios, tendência22 e incerteza da tendência22 u_{tend22}	139
Tabela 5.13 – Desvios M1M2F1P3, M1M3F1P3 e M2M3F1P3 referentes aos 3 pares de microfones na posição de fonte F1 e posição de microfone P3, desvio padrão $Sdev_{3pars13}$ entre os 3 desvios, tendência13 e incerteza da tendência13 u_{tend13}	139

Tabela 5.14 – Desvios M1M2F2P3, M1M3F2P3 e M2M3F2P3 referentes aos 3 pares de microfones na posição de fonte F2 e posição de microfone P3, desvio padrão $S_{dev_{3pares23}}$ entre os 3 desvios, tendência ₂₃ e incerteza da tendência ₂₃ u_{tend23}	140
Tabela 5.15 – Planilha de incertezas para o método da comparação em campo difuso para a posição de fonte F1 e posição de microfone P1.	141
Tabela 5.16 – Planilha de incertezas para o método da comparação em campo difuso para a posição de fonte F2 e posição de microfone P1.	142
Tabela 5.17 – Planilha de incertezas para o método da comparação em campo difuso para a posição de fonte F1 e posição de microfone P2.	142
Tabela 5.18 – Planilha de incertezas para o método da comparação em campo difuso para a posição de fonte F2 e posição de microfone P2.	143
Tabela 5.19 – Planilha de incertezas para o método da comparação em campo difuso para a posição de fonte F1 e posição de microfone P3.	143
Tabela 5.20 – Planilha de incertezas para o método da comparação em campo difuso para a posição de fonte F2 e posição de microfone P3.	144
Tabela 7.1 – desvios Padrão obtido de 5 medições seguidas de nível de pressão sonora com o sistema de medição do método da comparação seqüencial em campo livre simulado	167
Tabela A.1 – Estimativa da Incerteza Expandida de Medição para o Método da comparação seqüencial utilizando Resposta Impulsiva e varredura de senos.....	175

SIMBOLOGIA

\underline{U}	Tensão (complexa) no terminal elétrico do microfone;
\underline{i}	Corrente (complexa) através do terminal elétrico do microfone;
$\underline{Z}_{e,12}$	Impedância elétrica de transferência entre o microfone transmissor e receptor;
\underline{R}_{12}	Fator de reciprocidade;
\underline{M}_i	Sensibilidade (complexa) do microfone i ;
\underline{p}	Pressão sonora (complexa) no terminal acústico (diafragma) do microfone;
\underline{q}	Velocidade volumétrica (complexa) através do terminal acústico (diafragma) do microfone;
$\underline{z}_{11} = \underline{Z}_e$	Impedância elétrica (complexa) do microfone quando o diafragma está bloqueado;
$\underline{z}_{22} = \underline{Z}_a$	Impedância acústica (complexa) do microfone quando o terminal elétrico está descarregado;
$\underline{z}_{12} = \underline{z}_{21} = \underline{M} \underline{Z}_a$	Impedância de transferência (complexa) direta e reversa, \underline{M} sendo a sensibilidade (complexa) do microfone;
ρ	Densidade do gás enclausurado
c	Velocidade do som no gás
S_0	Área da seção transversal do acoplador
l_0	Comprimento do acoplador
$\gamma = \alpha + j\beta$	Coefficiente de propagação complexa
V	Volume geométrico total do acoplador;
$V_{e,1}$	Volume equivalente do microfone 1;
$V_{e,2}$	Volume equivalente do microfone 2;
$\underline{Z}_{a,V} = \frac{\kappa p_s}{j\omega V}$	Impedância acústica do gás enclausurado no acoplador;
ω	Frequência angular;
p_s	Pressão estática

κ	Taxa de calor específico nas condições de medição;
κ_r	κ na condição de referência
j	Número complexo, $\sqrt{-1}$;
k	Número de onda ;
d_{12}	Distância entre os centros acústicos dos microfones 1 e 2;
f	Frequência de excitação;
α	Coefficiente de atenuação do ar
C_x	Capacitância em série com o microfone transmissor;
R_x	Resistência em série com o microfone transmissor;
A	Constante de proporcionalidade linear;
x_{ij}	Distância entre os diafragmas dos microfones transmissor e receptor;
D	Correção do centro acústico ao diafragma;
$ H(f) $	Fator de ganho;
C	Constante de proporcionalidade linear;
x_{ij}	Distância entre os diafragmas dos microfones i e j ;
T	Temperatura absoluta no momento da medição;
T_R	Temperatura absoluta de referência, 273,15 K;
P	Pressão atmosférica no momento da medição;
P_R	Pressão atmosférica de referência, 101,325 kPa;
$M_{f,t}$	Sensibilidade em campo livre do microfone sob teste a ser determinada;
$M_{f,ref}$	Sensibilidade em campo livre do microfone de referência (certificado de calibração);
$L_{f,t}$	Nível de pressão sonora medido com o microfone sob teste;
$L_{f,ref}$	Nível de pressão sonora medido com o microfone de referência;
C_r	Capacitância do microfone de referência;
C_t	Capacitância do microfone sob teste;
C_i	Capacitância de entrada do pré-amplificador;

$h(t)$	Resposta impulsiva;
$x(t)$	Sinal de excitação;
Φ_{xy}	Correlação cruzada;
Φ_{xx}	Autocorrelação;
$\delta(t)$	Função delta de Dirac;
$\tau_G(f_{final})$	Atraso de grupo na frequência final;
$\tau_G(f_{inicial})$	Atraso de grupo na frequência inicial;
f_s	Frequência de amostragem;
N	Número de pontos medidos;
r	Distância até o alto-falante coaxial;
$Lei\ 1/r_i$	i-ésimo ponto da reta que representa a Lei do inverso da distância;
$Regr.Linear_i$	i-ésimo ponto da reta que ajusta os pontos medidos.
u_c	Incerteza padrão combinada;
$U_{95\%}$	Incerteza expandida de medição com um nível de confiança de 95%;
ν_{eff}	Grau de liberdade efetivo;
$U_{I=0}$	Tensão de circuito aberto no terminal elétrico do microfone;
$Q_{p=0}$	Velocidade volumétrica de circuito aberto (sem carga acústica);
I	Corrente elétrica circulante no microfone.
Z_i	Impedância mecânica do microfone;
Z_r	Impedância de radiação do microfone;
R_{ac}	Resistência acústica do diafragma do microfone;
C_{ac}	Complância do diafragma do microfone;
M_{ac}	Massa acústica do diafragma do microfone;
$J_1(2ka)$	Função de Bessel de primeira ordem;
$K_1(2ka)$	Função de Bessel modificada de primeira ordem;
a	Raio do diafragma do microfone;

$V_{eq} = \gamma \cdot p_s \cdot C_{ac}$	Volume equivalente do diafragma;
$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{M_{ac} \cdot C_{ac}}}$	Frequência de ressonância do diafragma;
$d = 2\pi \cdot f_0 \cdot C_{ac} \cdot R_{ac}$	Fator de perda;
p_s	Pressão estática ($101,1325 \cdot 10^3$ Pa);
γ	Taxa de calor específico do ar;
$H_1(2ka)$	Função de Struvesche de primeira ordem;
η	Viscosidade do ar;
Δ	Difusividade térmica;
C_s	Capacitância parasita;
C_m	Capacitância do microfone;

RESUMO

Esta tese apresenta medições com resposta impulsiva para a calibração de microfones de medição. Três diferentes métodos de calibrações de microfones serão descritas, contudo sempre utilizando medição com resposta impulsiva. A resposta impulsiva é obtida por meio da resposta à varredura de senos deconvoluída com o sinal de excitação (varredura de senos) previamente armazenado em disco rígido do computador.

O primeiro método investigado é o da calibração de microfones por comparação sequencial em campo livre simulado. Resultados experimentais comprovam que é possível obter a sensibilidade em campo livre de um microfone sem a necessidade da utilização da câmara anecóica. O campo livre é obtido por identificar e suprimir as componentes presentes na resposta impulsiva relacionadas as reflexões sonoras e reverberação. Uma função janela é multiplicada pela resposta impulsiva a fim de suprimir as componentes indesejáveis, permitindo assim a criação do campo livre simulado por selecionar somente o sinal do som direto.

O segundo método apresentado nesta tese é o da calibração de microfones por comparação sequencial em campo difuso. No interior de uma câmara reverberante pode-se medir a resposta impulsiva com todas as componentes (som direto-reflexões-reverberação) de interesse para a determinação da sensibilidade do microfone em campo difuso.

O terceiro e último método objetiva determinar a sensibilidade do microfone utilizando o vibrômetro a laser para medir a velocidade de partícula no diafragma do microfone. Trata-se de um método absoluto onde a sensibilidade de um microfone é determinada por medir a velocidade do diafragma e a corrente elétrica que circula no microfone. A divisão da velocidade volumétrica do diafragma pela corrente elétrica permite a determinação da sensibilidade do microfone.

ABSTRACT

This thesis presents results for measurement microphone calibration using impulse response. Three different methods of microphone calibrations will be described, however always using impulse response technique. The impulse response is obtained through the response to the sweep sine deconvolved with the signal excitation (sweep sine) previously stored in computer memory.

The first method investigates microphone calibration by sequential comparison in a simulated free field. Experimental results prove that it is possible to obtain microphone free field sensitivity without the need to use an anechoic chamber. A simulated free field is obtained identifying and suppressing components present in the impulse response related to reflections and reverberation. A window function is multiplied with the impulse response in order to suppress the undesirable components, allowing this way the creation of a simulated free field by selecting only the direct sound signal.

The second method presented in this thesis investigates microphone calibration by sequential comparison in diffuse field. Inside a reverberant chamber the impulse response brings all the components (direct sound plus reflections plus reverberation) of interest for the determination of the diffuse field microphone sensitivity.

The third and last method aims at to determine the microphone sensitivity using a laser vibrometer to measure particle velocity on the microphone diaphragm. It is called of absolute method where the microphone sensitivity is determined by measuring the diaphragm velocity and the electric current that circulates in the microphone. The ratio between the diaphragm volumetric velocity and the electric current allows the determination of the microphone sensitivity.

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

Desde a invenção do telefone nos anos de 1870 surgiu a necessidade de um transdutor que convertesse a onda sonora em sinal elétrico com qualidade. O microfone de carbono foi o primeiro passo para a conversão de onda sonora em sinal elétrico.

Anos mais tarde, em 1880, os irmãos Curie estabeleceram os efeitos de conversão do cristal piezoelétrico, embora, somente nos anos de 1900 os transdutores piezoelétricos pudessem ter sua produção estabelecida. O motivo da demora foi a falta de um amplificador que tornasse mais forte o fraco sinal elétrico convertido.

Enfim, em 1917, E.C. Wentz construiu e conduziu uma análise abrangente do transdutor capacitivo. Wentz também introduziu a definição de resposta acústica de um microfone capacitivo, bem como o conceito de fonte de pressão sonora absolutamente conhecida (um “pistonphone”) e ainda o jargão até hoje utilizado em calibração de microfones capacitivos “calibração de pressão”. Durante os anos de 1920 a 1930 a Western Electric Company construiu microfones capacitivos que foram utilizados como padrões primários (WE640AA) em medições que requeriam exatidão.

Contudo, várias outras fontes sonoras foram sendo utilizadas para a realização e reprodução da unidade pascal (Pa). Dispositivos tais como “thermophone”, atuador eletrostático e “pistonphones” eram utilizados por diferentes laboratórios. Com isto, foram surgindo diferenças sistemáticas entre estas fontes sonoras utilizadas. Em 1932, Ballantine descreveu matematicamente a natureza física de cada fonte e, através de medições, comprovou as diferenças sistemáticas entre as fontes sonoras descritas acima.

Finalmente, em 1940, R. K. Cook introduziu um novo método de calibração de microfones capacitivos que não necessitava de um padrão primário. O método baseava-se no teorema da reciprocidade aplicado a mecanismos eletroacústicos. No entanto, vários anos foram necessários para que, através de intercomparações, pudesse ser comprovado o domínio da técnica com uma incerteza abaixo de 0,1 dB. Então, em 1971 a comissão Internacional de Eletrotécnica publicou a norma IEC 327 e o mundo pôde concordar em utilizar o método da reciprocidade para a realização do padrão primário em acústica.

Este breve histórico tem por objetivo retratar um século de pesquisas que buscavam sempre a melhor ferramenta para uma representação de maior qualidade da unidade utilizada

em acústica para a pressão sonora, o pascal, que nós, os acústicos, preferimos expressar como nível de pressão sonora em dB referenciado a 20 μ Pa.

O campo de aplicação para a medição da pressão sonora pode ser encontrado em atividades industriais, onde os operários são constantemente submetidos a elevadas pressões sonoras, em acústica ambiental onde os ruídos emitidos por veículos automotores, aviões, bares e cultos religiosos, por exemplo, interferem sistematicamente na vida da população urbana. Também é necessário medir pressão sonora em laboratórios que determinam a potência sonora emitida por diferentes tipos de fontes sonoras, verificação de respostas em frequência e sensibilidade de alto-falantes, bem como verificação periódica e aprovação de modelos de dispositivos eletroacústicos de medição de pressão sonora ligados à área de saúde e telefonometria.

A confiabilidade da medição da pressão sonora nas aplicações possíveis do campo da Acústica é garantida quando fica caracterizada a ligação da medição à cadeia de rastreabilidade que passa pelos Laboratórios Secundários, Laboratório Primário e o Birô Internacional de Pesos e Medidas (BIPM). O BIPM, sediado em Paris, determina que a unidade do sistema internacional (SI), o pascal, na área de Acústica, é reproduzida pelo método da reciprocidade (IEC 61094-2 [4] e IEC 61094-3 [5]) em conjunto com o padrão primário microfone capacitivo de 1" e ½", LS1 e LS2 respectivamente (IEC 61094-1 [6]).

A proposta deste trabalho é apresentar uma nova técnica para a calibração de microfones capacitivos de medição que possa ser utilizada tanto no método primário quanto no secundário de calibração de microfones capacitivos, sem perda na qualidade do resultado e ainda permitindo diminuição no tempo de calibração com redução drástica no custo de implantação laboratorial para a prática deste serviço. O produto final de uma calibração de microfone capacitivo é a apresentação da sensibilidade do microfone em função da frequência como mostrado na Figura 1.1.

Os resultados apresentados neste trabalho serão expressos com resolução de 0,01 dB. É comum na área de acústica o questionamento com relação a este nível de exatidão. Entretanto, para o eletroacústico que pratica aprovação de modelo, avaliação periódica ou comparação de performance entre dispositivos é importante garantir resultados com resolução de 0,1 dB.

Quando se trabalha com tolerâncias máximas para a aprovação de um dispositivo é necessário ter em mente o conceito de incerteza. A IEC tem preconizado em algumas de suas Normas a incerteza máxima permitida de metade da semi-faixa da tolerância máxima. Por exemplo,

para a medição do nível de pressão sonora na calibração de calibradores de nível sonoro (IEC 60942 [7]) a tolerância máxima para a classe 1 é de $\pm 0,3$ dB e a incerteza máxima permitida é de $\pm 0,15$ dB. A razão para esta determinação da IEC é diminuir a região de dúvida que pode ser criada ao se confrontar o valor medido contra o valor da tolerância máxima.

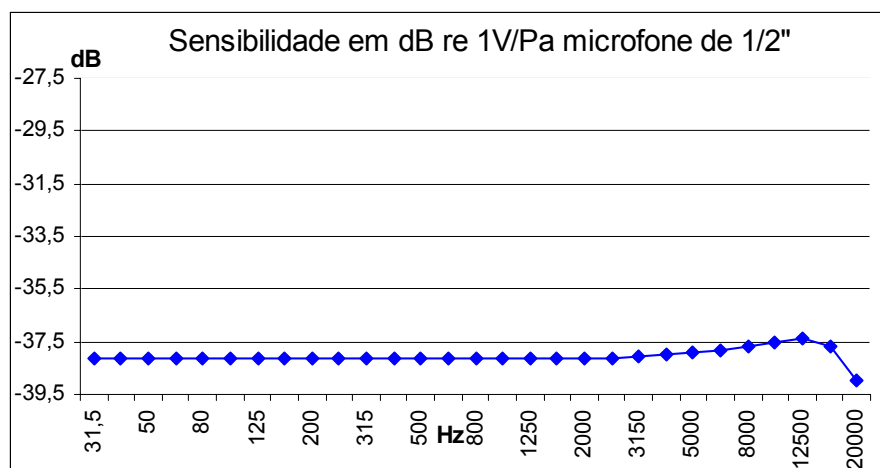


Figura 1.1 - Representação gráfica da sensibilidade de um microfone capacitivo de campo livre de 1/2" calibrado em campo livre.

Para tornar mais claro este conceito, valores serão atribuídos a uma suposta calibração de calibrador de nível sonoro classe 1 cujo valor nominal é de 94,00 dB. O valor medido do nível de pressão sonora é de 94,45 dB. O valor medido ultrapassa a tolerância máxima em 0,14 dB. Aparentemente, isto sugere uma reprovação do calibrador de nível sonoro, mas esta decisão depende da incerteza praticada pelo Laboratório. Caso ele pratique uma incerteza de 0,15 dB, o calibrador de nível sonoro não poderá ser reprovado, pois o valor medido está na região de dúvida formada pela tolerância máxima mais a incerteza do Laboratório. Caso o Laboratório praticasse uma incerteza menor, por exemplo 0,09 dB, certamente o calibrador de nível sonoro não estaria em conformidade com a Norma IEC60942, ele seria reprovado.

O exemplo acima ilustra um dos problemas típicos que ocorrem em Laboratórios de eletroacústica que praticam serviços de calibração. Portanto, existem casos que 0,1 dB pode significar aprovação ou reprovação de um dispositivo eletroacústico.

O segundo capítulo descreve o método da reciprocidade, método absoluto, em campo livre segundo a Norma IEC61094-3 [5] e em campo de pressão segundo a Norma IEC61094-2 [4]. Também é apresentado o método da comparação sequencial onde o microfone de referência e microfone sob teste são expostos sequencialmente ao mesmo campo sonoro.

O capítulo três descreve um breve histórico da evolução das ferramentas de processamento de sinais até a técnica proposta nesta tese. A nova técnica será detalhadamente apresentada, enfatizando a sua aplicação para a calibração de microfones capacitivos, visto que a sua abrangência não se restringe somente a este potencial. Por meio desta técnica é possível remover as reflexões sonoras existentes em salas não anecóicas, permitindo reter somente a informação do som direto incidente no diafragma do microfone.

O quarto capítulo descreve a metodologia utilizada para comprovar a eficiência da técnica proposta na calibração de microfones por comparação em campo livre simulado, bem como os resultados das medições realizadas no Physikalisch-Technische Bundesanstalt (PTB) – Alemanha.

Também, tomando vantagem do poder desta nova técnica de processamento de sinais, no Capítulo 5 é apresentado um experimento que permite avaliar a melhor posição de microfone - fonte sonora no interior de uma câmara reverberante, permitindo assim determinar a sensibilidade de um microfone em campo difuso com uma maior exatidão.

O Capítulo 6 avalia a influência do campo sonoro no resultado da calibração de microfones capacitivos calibrados com a da técnica que utiliza o Vibrômetro a Laser. Esta técnica é baseada na teoria da reciprocidade, mas apresenta a vantagem sobre esta por ser mais simples a determinação da sensibilidade absoluta de um microfone capacitivo.

Enfim, a última parte deste trabalho apresenta comentários e conclusões da nova técnica de calibração por comparação seqüencial em campo livre simulado, calibração em campo difuso e também sobre a técnica com Vibrômetro a Laser. Aborda particularidades encontradas durante as medições com resposta impulsiva. Aponta também propostas para futuras investigações utilizando a varredura de senos na calibração de microfones.

CAPÍTULO 2

MÉTODOS DE CALIBRAÇÃO DE MICROFONES CAPACITIVOS

2.1 Método da Reciprocidade

O princípio da reciprocidade requer condições iniciais para que este possa ser aplicado. Teoricamente, pode-se realizar o método com dois microfones e uma fonte sonora auxiliar, sendo que somente um dos microfones necessita ser recíproco. No entanto, o microfone que não é recíproco deve atuar somente como receptor. Este princípio não será enfocado neste trabalho.

O método que requer o uso de três microfones recíprocos será enfocado ao longo deste trabalho. Como microfone recíproco entende-se como um microfone passivo e linear no qual a impedância de transferência direta e reversa são iguais em magnitude. Num primeiro momento dois destes microfones são acoplados acusticamente, atuando o primeiro como transmissor e o segundo como receptor. Medindo-se a tensão de circuito aberto do microfone receptor (U_2) quando o microfone transmissor é excitado por uma corrente elétrica senoidal (i_1), a impedância elétrica de transferência ($Z_{e,12}$) pode ser determinada por U_2/i_1 . Multiplicando-se a impedância elétrica ($Z_{e,12}$) pelo fator de reciprocidade (R_{12}) determina-se o produto da sensibilidade dos dois microfones acoplados ($M_1 M_2$).

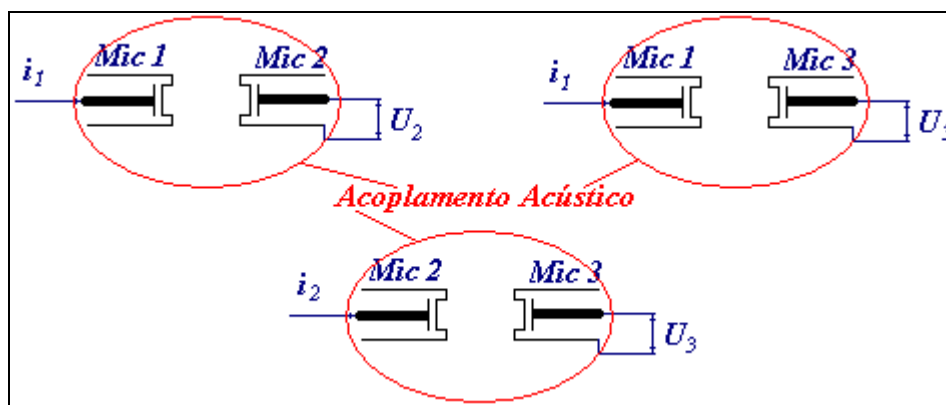


Figura 2.1 – Esquemático da combinação dos três pares de microfones utilizados na reciprocidade

Matematicamente, o produto da sensibilidade de dois microfones acoplados acusticamente é representado pelo conjunto de expressões que serão apresentadas a seguir. Assumindo que o microfone possa ser analisado como uma rede de duas portas, Figura 2.2, que relaciona quantidades elétricas e acústicas, um sistema de equações pode ser escrito:

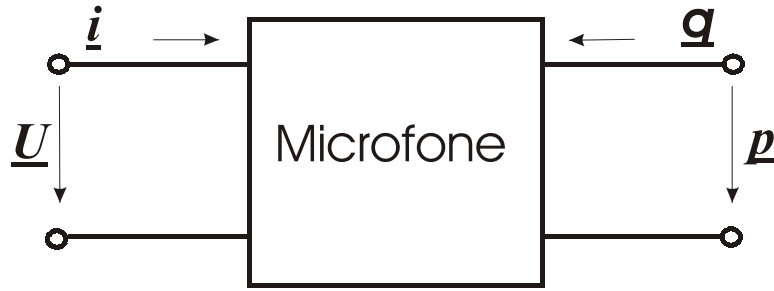


Figura 2.2 – Circuito equivalente do microfone representado como uma rede duas portas.

$$\underline{z}_{11} \underline{i} + \underline{z}_{12} \underline{q} = \underline{U} \quad (2.1)$$

$$\underline{z}_{21} \underline{i} + \underline{z}_{22} \underline{q} = \underline{p}$$

onde:

- \underline{p} é a pressão sonora (complexa) no terminal acústico (diafragma) do microfone;
- \underline{U} é o sinal de tensão (complexa) no terminal elétrico do microfone;
- \underline{q} é a velocidade volumétrica (complexa) através do terminal acústico (diafragma) do microfone;
- \underline{i} é a corrente (complexa) através do terminal elétrico do microfone;
- $\underline{z}_{11} = \underline{Z}_e$ é a impedância elétrica (complexa) do microfone quando o diafragma está bloqueado;
- $\underline{z}_{22} = \underline{Z}_a$ é a impedância acústica (complexa) do microfone quando o terminal elétrico está descarregado;
- $\underline{z}_{12} = \underline{z}_{21} = \underline{M} \underline{Z}_a$ é igual a impedância de transferência (complexa) direta e reversa, \underline{M} sendo a sensibilidade (complexa) do microfone.

As Equações 2.1 podem ser rescritas como;

$$\underline{Z}_e \underline{i} + \underline{M} \underline{Z}_a \underline{q} = \underline{U} \quad (2.2)$$

$$\underline{M} \underline{Z}_a \underline{i} + \underline{Z}_a \underline{q} = \underline{p}$$

Estas são as equações da reciprocidade para o microfone.

Da Figura 2.1, assumindo que as sensibilidades dos microfones 1 e 2 são \underline{M}_1 e \underline{M}_2 e também do sistema de equações representado pela Equação (2.2) pode ser visto que a corrente \underline{i}_1 através do terminal elétrico do microfone 1 produzirá uma velocidade volumétrica curto circuitada ($\underline{p} = 0$ no diafragma) de $\underline{M}_1 \underline{i}_1$ e portanto uma pressão sonora $\underline{p}_2 = \underline{Z}_{a,12} \underline{M}_1 \underline{i}_1$ no terminal acústico do microfone 2, onde $\underline{Z}_{a,12}$ é a impedância acústica de transferência do sistema acoplado.

A tensão de circuito aberto do microfone 2 então será:

$$\underline{U}_2 = \underline{M}_2 = \underline{M}_1 \underline{M}_2 \underline{Z}_{a,12} \underline{i}_1 \quad (2.3)$$

Portanto o produto das sensibilidades (complexas) é dado por:

$$\underline{M}_1 \underline{M}_2 = \frac{1}{\underline{Z}_{a,12}} \frac{\underline{U}_2}{\underline{i}_1} = \underline{R}_{12} \frac{\underline{U}_2}{\underline{i}_1} \quad (2.4)$$

A sensibilidade do microfone 1 pode ser determinada pela combinação dos pares 1-3 e 2-3, procedendo-se da mesma maneira que no par 1-2. Ao final destas combinações um sistema de três incógnitas (produtos de sensibilidade) e três equações pode ser resolvido, determinando a sensibilidade (magnitude) do microfone 1, conforme dado abaixo:

$$|\underline{M}_1| = \left(\frac{\underline{Z}_{e,12} \underline{Z}_{e,31}}{\underline{Z}_{e,23}} \left\| \frac{\underline{Z}_{a,23}}{\underline{Z}_{a,12} \underline{Z}_{a,31}} \right\| \right)^{1/2} \quad (2.5)$$

Pode-se determinar a sensibilidade dos microfones 2 e 3 utilizando expressões similares à da Equação (2.5). Apesar do método da reciprocidade permitir a determinação da fase dos microfones 1, 2 e 3, somente a magnitude da sensibilidade do microfone é o objetivo dos laboratórios que realizam este método. A fase do microfone somente é de interesse quando se deseja calibrar um par de microfones para uma sonda intensimétrica, sendo a fase determinada utilizando-se um método que não necessita de um microfone padrão.

A magnitude da sensibilidade de um microfone pode ser apresentada em dB referenciado a 1V/Pa ou também apresentada em mV/Pa. O significado físico da magnitude pode ser entendido como uma pressão sonora de 1 (um) pascal sobre o diafragma do microfone que dará origem a uma tensão no terminal elétrico de 1 (um) volt.

Para efeito de simplificação da Equação (2.4) é possível fazer $\underline{R}_{12} = 1/\underline{Z}_{a,12}$, onde \underline{R}_{12} é conhecido como fator de reciprocidade. Para cada tipo de acoplamento acústico \underline{R}_{12} assume valores diferentes. Mais adiante este termo será empregado novamente. A Equação (2.5) pode então ser representada como:

$$|M_1| = \left(\left| \frac{Z_{e,12} Z_{e,31}}{Z_{e,23}} \right| \left| \frac{R_{12} R_{13}}{R_{23}} \right| \right)^{1/2} \quad (2.6)$$

2.1.1 Reciprocidade em Campo de Pressão

O método da reciprocidade em campo de pressão não faz parte da proposta deste trabalho, no entanto, serão apresentados, nesta subseção, detalhes práticos da calibração de microfones capacitivos, bem como a representação matemática do fator de reciprocidade R para o acoplamento acústico entre os dois microfones. O motivo da apresentação deste método será justificado mais adiante quando será abordada a validação da nova técnica proposta de calibração de microfones pelo método da comparação seqüencial.

O termo campo de pressão foi primeiramente utilizado por Wentz [1] quando utilizou pequenas cavidades acopladas a microfones capacitivos para a determinação da sua resposta em frequência. A definição de campo de pressão é aquela em que se tem uma distribuição de pressão sonora uniformemente distribuída sobre a superfície do diafragma.

Os microfones que têm resposta plana no campo de pressão (microfones de pressão) tem como aplicação prática calibrações de fones de ouvidos audiométricos, próteses auditivas, ouvidos artificiais e todas aplicações em volumes pequenos.

O acoplamento acústico entre os dois microfones, no campo de pressão, é realizado na cavidade, também chamada de acoplador. Portanto, a transferência acústica que estará em jogo é a impedância acústica do microfone transmissor, do acoplador e do microfone receptor. A equação que descreve o fator de reciprocidade para o campo de pressão $R_p = 1/Z_a$ é dada pela norma IEC61094-2 [4]. É necessário assumir que a compressão e expansão do gás no interior do acoplador seja adiabática.

$$R_{p,12} = \frac{1}{Z_{a,12}} = \frac{1}{Z_{a,0}} \left[\left(\frac{Z_{a,0}}{Z_{a,1}} + \frac{Z_{a,0}}{Z_{a,2}} \right) \cosh(\gamma l_0) + \left(1 + \frac{Z_{a,0}}{Z_{a,1}} \frac{Z_{a,0}}{Z_{a,2}} \right) \sinh(\gamma l_0) \right] \quad (2.7)$$

onde

$Z_{a,0} = \rho c / S_0$ é a impedância acústica (complexa) do acoplador

ρ é a densidade do gás enclausurado, kg/m³

c é a velocidade do som no gás, m/s

S_0 é a área da seção transversal do acoplador, m²

l_0 é o comprimento do acoplador, m

$\gamma = \alpha + j\beta$ é o coeficiente de propagação complexa, m^{-1}

Na prática, quando a Equação (2.7) é utilizada, γ é aproximado a $j\beta$ ($\beta = \omega/c$).

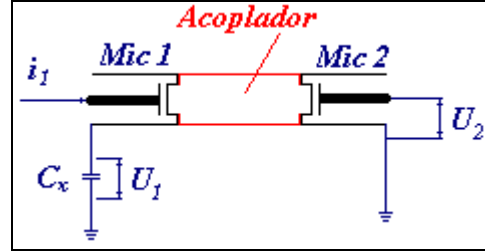


Figura 2.3 – Esquemático do acoplamento acústico da reciprocidade em campo de pressão.

Em baixas frequências a Equação (2.7) pode ser representada por:

$$R_{p,12} = \frac{1}{Z_{a,12}} = \frac{1}{Z_{a,V}} + \frac{1}{Z_{a,1}} + \frac{1}{Z_{a,2}} = j\omega \left(\frac{V}{\kappa p_s} + \frac{V_{e,1}}{\kappa_r p_{s,r}} + \frac{V_{e,2}}{\kappa_r p_{s,r}} \right) \quad (2.8)$$

onde

V é o volume geométrico total do acoplador, m^3 ;

$V_{e,1}$ é o volume equivalente do microfone 1, m^3 ;

$V_{e,2}$ é o volume equivalente do microfone 2, m^3 ;

$Z_{a,V} = \frac{\kappa p_s}{j\omega V}$ é a impedância acústica do gás enclausurado no acoplador, $Pa.s/m^3$;

ω é a frequência angular, rad/s ;

p_s é a pressão estática, Pa ;

κ é a taxa de calor específico nas condições de medição;

κ_r é κ na condição de referência.

2.1.1.1 Considerações Práticas

A medição da corrente i_l que alimenta o microfone transmissor, na prática é substituída pela medição da queda de tensão U_l nos terminais do capacitor C_x . Calibrando-se o capacitor é possível determinar o valor da capacitância C_x , desta maneira é possível

determinar a corrente i_l calculando $i_l = U_l / 1/j\omega C_x = j\omega C_x U_l$. Com um multímetro é possível determinar-se a razão $U_2/(\omega C_x U_l)$ e a impedância elétrica $Z_{e,12}$.

Outra medição que é necessária ser realizada é a medição do volume geométrico frontal dos microfones utilizados na calibração. Esta medição é realizada com um microscópio que mede a profundidade e o diâmetro frontal dos microfones.

Para minimizar o erro sistemático provável devido a trabalhar-se somente com uma cavidade acopladora opta-se por utilizar duas cavidades, ou até mesmo quatro cavidades acopladoras. O resultado final da sensibilidade em campo de pressão é a média aritmética dos resultados em cada cavidade.

2.1.2 Reciprocidade em Campo Livre

O campo livre é definido como aquele onde somente ondas sonoras planas se propagam progressivamente sem interferência de reflexões. A IEC61094-3 [5] define a condição para campo livre como: ***‘Condições de campo livre prevalecem quando uma onda sonora puder propagar-se livremente sem perturbações de qualquer tipo’***.

Os microfones que têm resposta plana no campo livre (microfone de campo livre) tem como aplicações práticas medições de ruído ambiental, medições de ruído aeronáutico, medições de ruído automotivos, medição de potência sonora em câmara semi-anecóica, medições de parâmetros acústicos de alto-falante, quaisquer medições de pressão sonora no ar livre e, é claro, as calibrações de microfones onde se necessita determinar a sensibilidade em campo livre.

O acoplamento acústico entre os dois microfones, no campo livre, é realizado em uma câmara anecóica. Portanto, a transferência acústica que estará em jogo é a impedância acústica do microfone transmissor, do caminho livre entre os microfones e do microfone receptor. A equação que descreve o fator de reciprocidade para o campo livre R_f é dada pela norma IEC61094-3 [5]. Esta equação pode ser deduzida substituindo-se o microfone por uma fonte monopolar de raio a , radiando ondas sonoras em um campo livre. A pressão sonora complexa (p_0) em um ponto distante d da fonte pontual monopolar é:

$$p_0 = j\rho c \frac{Qk}{4\pi d(1 - jka)} e^{-jk(d-a)} e^{j\omega t} \quad (2.9)$$

onde

j é o número complexo, $\sqrt{-1}$

ρ é a densidade do ar, kg/m³

c é a velocidade do som no ar, m/s

k é o número de onda, rad s/m

Q é a velocidade volumétrica da fonte sonora, $Q = q4\pi a^2$, m³/s

q é a velocidade de partícula complexa, m/s

Assumindo-se que o microfone deve ser representado como uma fonte pontual ($a \rightarrow 0$, $jka \rightarrow 0$) e que o microfone receptor, distante d do microfone transmissor, está na condição de campo afastado ($kd \gg 1$), a Equação (2.9) pode ser rescrita como:

$$\underline{p}_0 = j\rho c \frac{Qk}{4\pi d} e^{-jkd} e^{j\omega t} \quad (2.10)$$

A velocidade de partícula pode ser determinada como:

$$\underline{q} = -\frac{M_{f,trans}}{4\pi a^2} \underline{i}_{trans} \quad (2.11)$$

então, a Equação (2.10) fica:

$$\underline{p}_0 = -j \frac{\rho f}{2d} \cdot \underline{M}_{f,trans} \cdot \underline{i}_{trans} \cdot e^{j(\omega t - kd)} \quad (2.12)$$

A tensão de circuito aberto complexa \underline{U}_{rec} no terminal elétrico do microfone receptor correspondente à pressão sonora complexa \underline{p}_0 é dada por:

$$\underline{U}_{rec} = \underline{M}_{f,rec} \cdot \underline{p}_0 \quad (2.13)$$

Substituindo-se a pressão sonora complexa \underline{p}_0 da Equação (2.13) na Equação (2.12), tem:

$$\underline{U}_{rec} = -j \frac{\rho f}{2d} \cdot \underline{M}_{f,rec} \cdot \underline{M}_{f,trans} \cdot \underline{i}_{trans} \cdot e^{j(\omega t - kd)} \quad (2.14)$$

Isolando o produto das sensibilidades dos microfones transmissor e receptor no lado esquerdo da equação, temos:

$$\underline{M}_{f,rec} \cdot \underline{M}_{f,trans} = j \frac{2d}{\rho f} \cdot \underline{Z}_{e,trans \text{ rec}} \cdot e^{j(kd - \omega t)} \quad (2.15)$$

Resolvendo o sistema de três equações com os três produtos das sensibilidades dos três pares de microfones como incógnitas e, determinando, somente a amplitude da sensibilidade em campo livre do microfone, tem-se:

$$|\underline{M}_{f,1}| = \left(\left| \frac{\underline{R}_{f,12} \underline{R}_{f,13}}{\underline{R}_{f,23}} \right| \left| \frac{\underline{Z}_{e,12} \underline{Z}_{e,13}}{\underline{Z}_{e,23}} \right| \right)^{1/2} \quad (2.15)$$

e, portanto o fator de reciprocidade para o campo livre é:

$$|\underline{R}_{f,12}| = \frac{2}{\rho f} d_{12} e^{\alpha d_{12}} \quad (2.16)$$

onde:

d_{12} é a distância entre os centros acústicos dos microfones 1 e 2, m

f é a frequência de excitação, Hz

α é o coeficiente de atenuação do ar

A Equação (2.15) pode ser rescrita como:

$$|\underline{M}_{f,1}| = \left(\frac{2}{\rho f} \frac{d_{12} d_{13}}{d_{23}} \frac{\left| \frac{\underline{U}_2}{i_1} \right| \left| \frac{\underline{U}_3}{i_1} \right|}{\left| \frac{\underline{U}_3}{i_2} \right|} e^{\alpha (d_{12} + d_{13} - d_{23})} \right)^{1/2} \quad (2.17)$$

As amplitudes das sensibilidades dos outros 2 microfones podem ser determinadas da mesma forma que a Equação (2.17).

2.1.2.1 Considerações Práticas

Assim como na reciprocidade em campo de pressão, a determinação da impedância elétrica em campo livre é possível pela medição da amplitude da tensão de circuito aberto U_{rec} do microfone receptor e também medindo a amplitude da tensão U_{trans} sobre um resistor R_x em série com o microfone transmissor, determinando assim a amplitude da corrente do microfone transmissor i_{trans} . Também é possível determinar a corrente i_{trans} por meio da queda de tensão U_{trans} sobre um capacitor C_x , como mostrado na Figura 2.3. A Figura 2.4 ilustra a representação esquemática da configuração de medição do método da reciprocidade em campo livre.

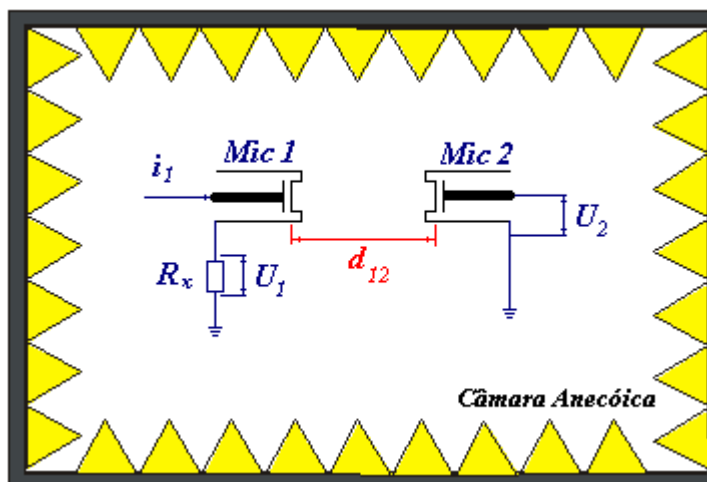


Figura 2.4 – Representação esquemática do acoplamento acústico da reciprocidade em campo livre.

Medir a impedância elétrica no campo livre não é tão trivial quanto no campo de pressão. O acoplamento acústico no campo livre traz desvantagens em relação ao campo de pressão. O microfone capacitivo não é eficiente para radiação de ondas sonoras em campo livre, a transferência acústica do microfone transmissor para o receptor é pequena comparada com a do campo de pressão, resultando em uma pequena pressão sonora sobre o diafragma do microfone receptor, conseqüentemente, pequena tensão U_{rec} .

Como o sinal de tensão de circuito aberto no microfone receptor é de magnitude muito pequena, a primeira solução para minimizar o efeito de contaminação deste sinal entre o multímetro e o microfone receptor é a diminuição do cabo condutor. No entanto, esta ação implica em diminuição da câmara anecóica (da ordem de 2 m³ a 5 m³, dependendo do Instituto de metrologia). Com a diminuição da câmara anecóica, ondas estacionárias de baixa frequência começam a se formar no interior da câmara devido a reflexões nas paredes da câmara, como descrito por [8].

Também, como solução para aumentar a transferência do sinal do transmissor para o receptor, aumentando-se a relação sinal/ruído, pode-se diminuir a distância que separa os dois microfones. Entretanto, uma limitação é imposta para esta ação, visto que existe um compromisso com a condição de campo afastado. Adicionalmente, quando se diminui a distância entre os microfones pode-se incrementar a incerteza global do método. Segundo Randall & Nedzelnitsky [9] a distância praticada no National Institute of Standards and Technology (NIST) está em torno de 200 mm e um erro de 2 mm na correção do centro acústico introduz um erro final na sensibilidade do microfone de 0,09 dB.

Como o erro provocado pela determinação do centro acústico é um dos mais significativos na incerteza global do método, será descrito a seguir o procedimento para a determinação do centro acústico.

A determinação do centro acústico é baseada na lei do inverso da distância d_{ij} , ou melhor, para uma onda progressiva, esfericamente divergente propagando na direção do microfone receptor, a amplitude da pressão sonora (p) no centro acústico do microfone receptor será inversamente proporcional a distância d_{ij} entre os centros acústicos dos dois microfones. Esta relação pode ser escrita como:

$$p = \frac{A}{d_{ij}} = \frac{A}{x_{ij} - 2D} \quad (2.18)$$

onde:

A é uma constante de proporcionalidade linear;

x_{ij} é a distância entre os diafragmas dos microfones transmissor e receptor;

D é a correção do centro acústico ao diafragma.

Cabe ressaltar que para a aplicação da Equação (2.18) quando se tem valores positivos para D isto indica que o centro acústico está posicionado em frente ao diafragma como está exemplificado na Figura 2.5.

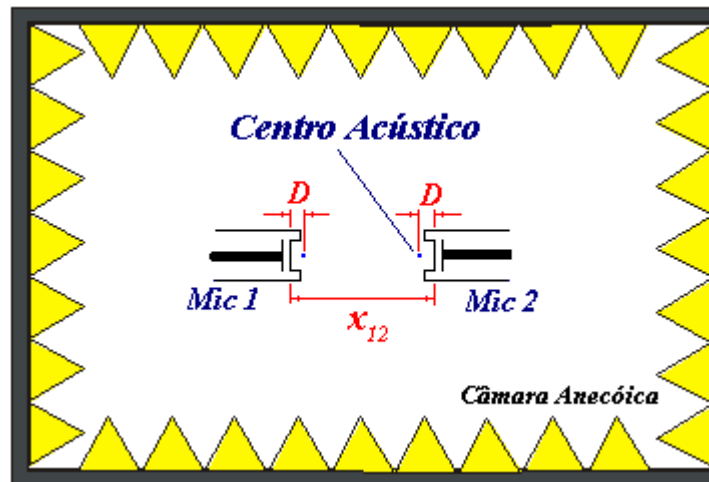


Figura 2.5 – Centro acústico e distância entre os diafragmas dos microfones.

Em uma dada frequência, a pressão sonora produzida pelo microfone transmissor é proporcional à tensão em seu terminal elétrico. Também a tensão no terminal elétrico do microfone receptor é proporcional a pressão no seu centro acústico. Com este relacionamento é possível determinar a correção do centro acústico como função de um fator de ganho

$|H(f)|$, definido como o resultado da divisão da tensão rms de saída do microfone receptor pela tensão rms de entrada do microfone transmissor. A Equação (2.19) descreve o fator de ganho ideal $|H(f)|$ que seria obtido sob condições ideais.

$$|H(f)| = \frac{C}{x_{ij} - 2D} \quad (2.19)$$

Onde C é outra constante de proporcionalidade linear. Invertendo a Equação (2.19) pode-se obter uma expressão linearmente dependente de x_{ij} .

$$|H(f)|^{-1} = \frac{1}{C}x_{ij} - \frac{1}{C}2D \quad (2.20)$$

A Equação (2.20) descreve uma linha reta com inclinação

$$m = \frac{1}{C}, \quad (2.21)$$

interceptando o eixo-y em

$$b = -\frac{1}{C}2D. \quad (2.22)$$

Das equações acima, pode-se determinar a correção do centro acústico:

$$D = -\frac{b}{2m}, \quad (2.23)$$

a qual é independente de C e pode ser extraída de um conjunto de valores experimentalmente determinados de $|H(f)|^{-1}$ para um conjunto de valores de x_{ij} .

Como foi descrito anteriormente, a determinação do fator de ganho $|H(f)|$ está restrita a condições ideais de medição, por exemplo, temperatura e pressão atmosféricas de referência e atenuação do ar nula. Portanto, sob circunstâncias práticas, é necessário aplicar uma correção para o desvio das condições ideais sobre o fator de ganho medido $|H(f)|_m^{-1}$. A Equação (2.24) mostra o fator de ganho $|H(f)|$ já corrigido pela temperatura e pressão atmosférica ambiente e denominado fator de ganho medido $|H(f)|_m^{-1}$.

$$|H(f)|^{-1} = \frac{(T_R / T)(P / P_R)}{|H(f)|_m e^{\alpha x_{ij}}} \quad (2.24)$$

onde:

- T é temperatura absoluta no momento da medição, K;
 T_R é temperatura absoluta de referência, 273,15 K;
 P é pressão atmosférica no momento da medição, kPa;
 P_R é pressão atmosférica de referência, 101,325 kPa.

2.2 Método da Comparação seqüencial

O método da comparação seqüencial para calibração de microfones capacitivos em campo livre não é normalizado. Para a calibração de microfones capacitivos em campo de pressão por comparação existe a Norma IEC 61094-5 [10] de 2003, que descreve alguns dispositivos e técnicas para a implementação da calibração. Para a calibração de microfones capacitivos em campo difuso o que se tem é a Norma IEC 61183 [11], que trata da calibração de medidores de nível sonoro em campo difuso por comparação. Portanto, a calibração de microfones em campo difuso por comparação é uma adaptação à proposta da IEC 61183 [11].

Embora o método da comparação em campo livre não tenha até o momento Norma Internacional, alguns Institutos Nacionais de Metrologia (NMI) e também laboratórios secundários utilizam procedimentos técnicos baseados na Equação (2.25) para a determinação da sensibilidade em campo livre do microfone capacitivo sob teste ($M_{f,t}$). A Equação (2.25) é encontrada tanto na Norma IEC 61094-5 quanto na IEC 61183, sendo também descrita por Soares & Nabuco [12], tendo como condição primeira a utilização da câmara anecóica para que o procedimento da Equação (2.25) possa ser adotado:

$$M_{f,t} = M_{f,ref} + L_t - L_{ref} \quad (2.25)$$

onde:

- $M_{f,t}$ é a sensibilidade do microfone sob teste a ser determinada, dB re 1V/Pa;
 $M_{f,ref}$ é a sensibilidade do microfone de referência (certificado de calibração), dB re 1V/Pa;
 L_t é nível de pressão sonora medido com o microfone sob teste, dB re 20μPa;
 L_{ref} é nível de pressão sonora medido com o microfone de referência, dB re 20μPa.

O procedimento consiste em posicionar o diafragma do microfone a um metro de distância da fonte sonora (alto-falante), sendo que, a haste que fixa o pré-amplificador + microfone deve estar perpendicularmente posicionada com respeito à superfície do alto-

falante e que seu eixo de simetria coincida com o eixo de simetria do alto-falante. A Figura 2.6 mostra a configuração da posição do microfone e haste de fixação em relação ao alto-falante.

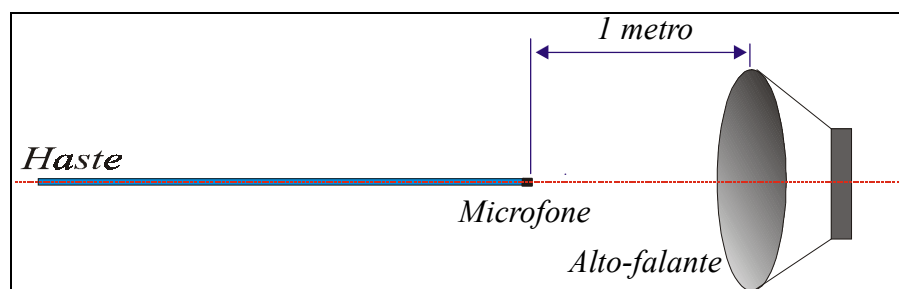


Figura 2.6 – Esquema do posicionamento do microfone e haste em relação ao alto-falante para a calibração de microfone pelo método da comparação em campo livre.

Para garantir que a haste não interfira no resultado final da sensibilidade do microfone é obedecida a recomendação da Norma IEC 61094-3, que estabelece um critério para o comprimento mínimo da haste. O comprimento deverá ser pelo menos dez vezes o diâmetro do microfone e sua terminação levemente afilada.

Como o procedimento para calibração de microfones capacitivos por comparação em campo livre ainda não está normalizado, a decisão de um metro de distância do diafragma do microfone até o alto-falante tem como objetivo diminuir o erro provocado por não se posicionar o microfone na exata distância entre os centros acústicos do microfone e alto-falante, conforme documentado pelo NPL Report CMAM 57 [13]. Isto pode ser verificado pela utilização da Equação (2.18), pois tomando-se distâncias X_{ij} muito maiores que D (ordem de milímetro), diminui-se o erro entre a distância dos centros acústicos (d_{ij}) da fonte para o do microfone.

Entretanto, este conceito parece não ser consenso geral, visto que, no método da comparação sequencial, se a posição do centro acústico do microfone de referência estiver na mesma posição que o centro acústico do microfone sob teste, então o erro sistemático de não se utilizar a exata distância entre o centro acústico do alto-falante e do microfone será cancelado na operação de subtração dada pela Equação (2.25).

Um outro argumento de se utilizar a distância de 1 metro é para se satisfazer a condição de campo afastado, $kd \gg 1$. Este conceito tem maior consenso em se tratando de frequências acima de 630 Hz para microfones de 1". É de conhecimento que microfones de 1" apresentam a mesma sensibilidade em campo difuso, pressão e livre abaixo de 630 Hz. O que leva ao não atendimento da condição de campo afastado abaixo de 630 Hz.

Estando as configurações mecânicas definidas, resta abordar a configuração das ligações elétricas. Tomando como base a técnica que utiliza a excitação com tom puro faz-se necessário o uso do gerador senoidal de sinais. O sinal tonal gerado deve ser amplificado por um amplificador de potência e em seguida dirigido até o alto-falante. A fonte sonora utilizada, de preferência, deve ser um alto-falante do tipo coaxial que reproduza com boa relação sinal-ruído as frequências do espectro audível. A Figura 2.7 apresenta um diagrama de ligações entre os equipamentos necessários para a implementação da técnica de calibração de microfones por comparação em campo livre com excitação tonal.

Para a realização da calibração por comparação em campo livre que deseja uma boa exatidão é necessário um microfone de referência calibrado pelo método da reciprocidade. Para o início das medições é necessário acoplar o microfone ao pré-amplificador que está fixado à haste e realizar as aquisições de nível de pressão sonora L_{ref} para cada 1/3 oitava. Após o término da varredura em passos tonais com o microfone de referência deve-se substituí-lo pelo microfone sob teste. O procedimento de aquisição do nível de pressão sonora L_t para cada 1/3 oitava é idêntico ao anterior. Com estes dados pode-se utilizar a Equação (2.25) para a determinação da sensibilidade do microfone sob teste.

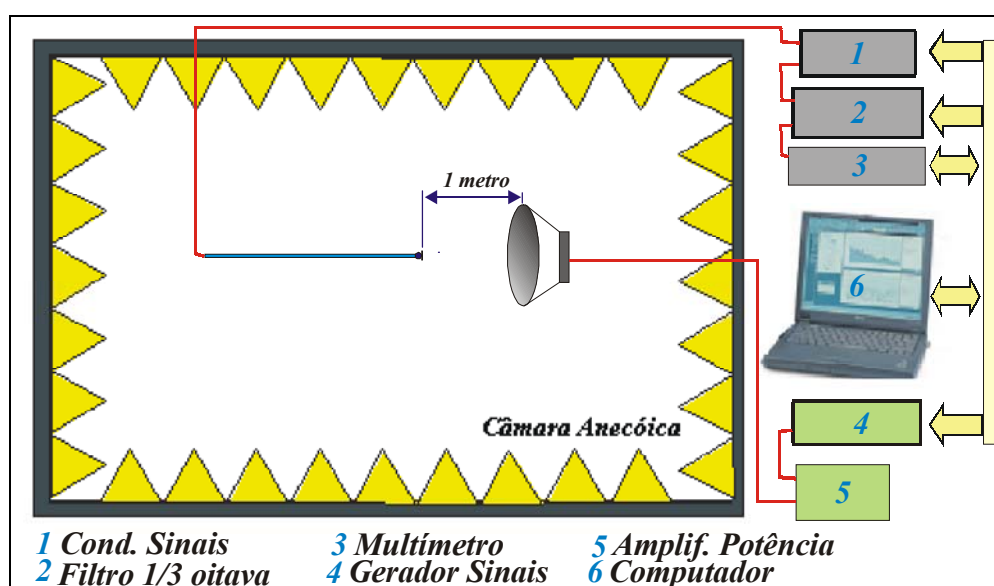


Figura 2.7 – Diagrama de ligações da instrumentação utilizada para a calibração de microfones capacitivos por comparação em campo livre.

O método da comparação em campo livre exige a atenção ao assumir que todo erro sistemático será eliminado na subtração do nível de pressão sonora medido com o microfone sob teste, L_{ft} , e o nível de pressão sonora medido com o microfone de referência, $L_{f.ref}$. Caso o microfone de referência (1/2"), por exemplo de 18 pF, possuir uma capacitância diferente do microfone sob teste, por exemplo 13 pF, o resultado final da calibração deverá ser corrigido

na Equação (2.25) como apresentado por Wong & Embleton [14], Equação (2.26), cujo valor de ΔP_C dará 0,08 dB.

$$M_{f,t} = M_{f,ref} + L_t - L_{ref} + \Delta P_C \quad (2.25)$$

onde:

$$\Delta P_C = 20 \log \left(\frac{C_r}{C_r + C_i} \right) - 20 \log \left(\frac{C_t}{C_t + C_i} \right) \quad (2.26)$$

C_r é a capacitância do microfone de referência;

C_t é a capacitância do microfone sob teste;

C_i é a capacitância de entrada do pré-amplificador.

Existe um meio para evitar-se a aplicação de tal correção, utilizando-se a técnica da inserção de tensão, onde é possível medir a tensão de circuito aberto dos microfones de referência e sob teste. A técnica consiste em medir-se a tensão correspondente ao nível de pressão sonora no microfone de referência com carga no circuito e, em seguida, inserir-se uma tensão de referência (conhecida) no terminal elétrico do microfone de referência e medi-la no multímetro. Desta maneira, é possível determinar-se o ganho que o pré-amplificador + condicionador de sinais está introduzindo na medição para a condição de carga no terminal elétrico do microfone de referência. Em seguida, é possível determinar a tensão de circuito aberto no microfone de referência por remover o ganho pré-amplificador+condicionador de sinais da tensão medida com carga no circuito. Os mesmos passos podem ser realizados com o microfone sob teste.

CAPÍTULO 3

DETERMINAÇÃO DA RESPOSTA IMPULSIVA PARA A CALIBRAÇÃO DE MICROFONES

3.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo será abordada a evolução das técnicas de processamento de sinais utilizadas para a determinação da função de transferência do conjunto caixa acústica-sala-microfone ou, mais precisamente, gerador de sinais-caixa acústica-sala-microfone-préamplificador-analisador de sinais, necessária para a determinação da sensibilidade do microfone sob teste. Algumas técnicas que possibilitam tal determinação serão descritas de maneira a traçar um breve histórico que permite chegar até a proposta desta tese.

Basicamente, as técnicas para a determinação da função de transferência de um dispositivo sob teste necessitam de um sinal de excitação contendo as componentes espectrais que o dispositivo sob teste (DST) porventura necessitará prover. Existe também um compromisso entre a amplitude deste sinal de excitação e o ruído de fundo presente no local da medição. Uma solução simples para esta primeira restrição é elevar a amplitude do sinal de excitação naquela frequência onde a relação sinal/ruído é baixa. Contudo, existe um limite para este procedimento. Se a elevação da amplitude de excitação for além da faixa linear do transdutor de excitação, certamente componentes espectrais indesejáveis (distorção harmônica) surgirão, levando a uma determinação corrompida da função de transferência do DST.

3.2 HISTÓRICO

Como já foi descrito no Capítulo 1, Wente em 1917 [1] definiu o conceito de resposta acústica de um microfone como a informação de amplitude e fase correspondente à resposta a um sinal senoidal de excitação.

Uma das possibilidades de se obter de forma rápida a resposta em frequência de um DST foi implementada através de um registrador gráfico de nível que tornou possível gravar em fita de papel a amplitude da resposta em frequência de um sinal de excitação de varredura senoidal cuja taxa de incremento da frequência pode ser linear ou logarítmica. Por meio de uma câmara anecóica e o registrador gráfico de nível é possível determinar a amplitude da resposta em frequência de dispositivos tais como alto-falantes e microfones.

Para a determinação da resposta em frequência em campo livre de transdutores eletroacústicos a técnica utilizada desde o século passado até os dias de hoje é a excitação com tons puros em câmara anecóica. Quando o método da comparação é utilizado para a determinação da resposta em frequência, o sinal de excitação captado pelo DST é dividido pelo sinal de excitação captado pelo dispositivo de referência com posterior multiplicação da amplitude da resposta em frequência (obtida no certificado de calibração do padrão) do dispositivo de referência, determinando assim a amplitude da resposta em frequência do DST (certificado de calibração do DST). Caso a informação de fase também venha a ser desejada, um medidor de fase deve ser utilizado para medir a fase do sinal captado pelo DST e do dispositivo de referência. A diferença entre as duas fases medidas, somadas à fase da resposta em frequência do dispositivo de referência, representa a fase da resposta em frequência desejada. Para a eliminação da distorção harmônica gerada utiliza-se um filtro de fração de oitava após o sinal ser captado pelo DST e pelo dispositivo de referência. É uma técnica que depende diretamente da utilização da câmara anecóica, portanto, implicando em um alto custo de implementação. Também, é uma técnica que despende bastante tempo para sua execução.

A busca para a obtenção da função de transferência anecóica de um DST sem a necessidade da utilização da câmara anecóica tornou-se possível com a aplicação da técnica de “*time delay spectrometry*” apresentada por Richard C. Heyser [15] em 1967. A técnica consiste em captar a resposta a uma varredura de seno e multiplicá-la pelo próprio sinal de excitação em um determinado instante de tempo. O resultado deste produto é composto por uma componente que traz a subtração das duas frequências e outra componente que é a soma de duas frequências. Este resultado é passado por um filtro passa baixas que remove a componente de soma entre duas frequências e também pode remover a componente de subtração entre as duas frequências, caso a diferença entre as duas frequências resulte em uma frequência maior que a do filtro passa baixas. A Figura 3.1 mostra em forma de diagrama de blocos a técnica de *time delay spectrometry*. Supondo que em um instante do tempo $t = 0$ o sinal de excitação possa ser representado por:

$$A \sin(\omega_2 t) . \quad (3.1)$$

No entanto, na posição do microfone já existe uma onda sonora que foi gerada a um instante τ de tempo no passado. Este sinal que viajou do alto-falante até o microfone tem uma frequência menor que a do instante $t = 0$, lembrando que a varredura de senos tem incremento constante para a variação da frequência em relação ao tempo. Então, o sinal captado pelo microfone pode ser representado como:

$$B \sin[\omega_1(t - \tau)] . \quad (3.2)$$

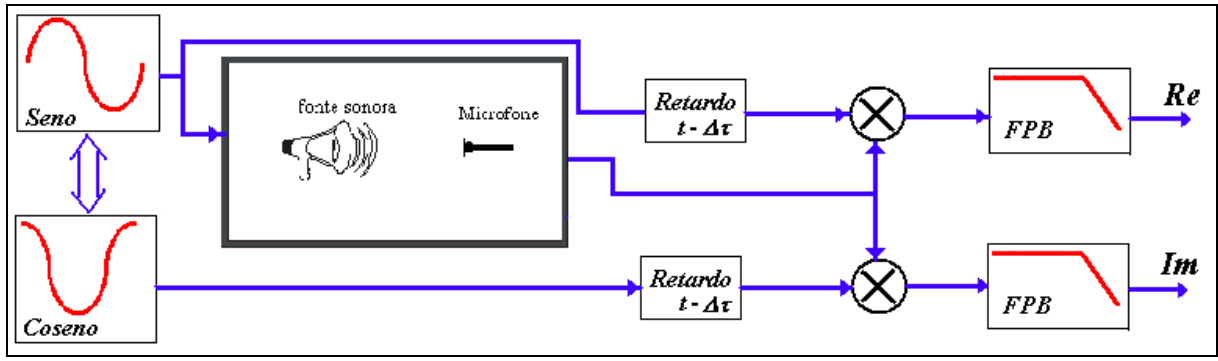


Figura 3.1 – Representação em forma de diagrama da técnica de *time delay spectrometry*.

Fazendo o sinal no instante $t = 0$, Equação (3.1), passar por um elemento de retardo, cujo atraso está próximo ao tempo que o som direto percorre do alto-falante até o microfone, o resultado pode ser representado por:

$$A \sin[\omega_2(t - \tau + \Delta\tau)]. \quad (3.3)$$

Após a multiplicação do sinal descrito pela Equação (3.2) e (3.3) tem-se o sinal composto

$$B \sin[\omega_1(t - \tau)] \cdot A \sin[\omega_2(t - \tau + \Delta\tau)] = \frac{AB}{2} \left\{ \cos[(\omega_1 - \omega_2)(t - \tau) - \omega_2\Delta\tau] - \cos[(\omega_1 + \omega_2)(t - \tau) + \omega_2\Delta\tau] \right\} \quad (3.4)$$

Quando o tempo da unidade de retardo for muito próximo ao tempo que o som leva para ir do alto-falante até o microfone ($\Delta\tau \rightarrow 0$), o termo $\cos[(\omega_1 - \omega_2)(t - \tau) - \omega_2\Delta\tau]$ representará uma frequência quase igual a zero (sinal DC). Então, o sinal composto ao passar pelo filtro passa baixa terá a sua componente com a soma das frequências ω_1 e ω_2 removida, restando somente a componente que é muito próxima do sinal DC e que representa a parte Real da função de transferência desejada. Para a condição de $\omega_1 = \omega_2$ o filtro passa-baixas não excluirá o resultado, pelo contrário, a frequência de interesse será preservada.

A mesma análise pode ser realizada para a determinação da parte Imaginária, onde a Equação (3.3) é substituída por:

$$A \cos[\omega_2(t - \tau + \Delta\tau)]. \quad (3.5)$$

Que após a multiplicação com o sinal captado pelo microfone tem-se:

$$B \sin[\omega_1(t - \tau)] \cdot A \cos[\omega_2(t - \tau + \Delta\tau)] = \frac{AB}{2} \left\{ \sin[(\omega_1 - \omega_2)(t - \tau) - \omega_2\Delta\tau] + \sin[(\omega_1 + \omega_2)(t - \tau) + \omega_2\Delta\tau] \right\} \quad (3.6)$$

Para a condição assumida anteriormente, o termo $\sin[(\omega_1 - \omega_2)(t - \tau) - \omega_2\Delta\tau]$ tenderá ao sinal DC e após a filtragem passa baixa, somente esta componente permanecerá para representar a parte Imaginária da função de transferência desejada. Com a informação das

partes Real e Imaginária, é possível determinar-se o módulo e a fase da função de transferência. Esta técnica, portanto, permite remover as componentes espectrais que se distanciam da frequência do sinal que multiplica o sinal captado pelo microfone. A análise anterior se deteve somente a uma componente tonal chegando ao microfone, mas na realidade tem-se várias componentes com frequências e fases de chegadas diferentes que representam as ondas sonoras refletidas nas paredes, piso e teto da sala. Então, as Equações 3.4 e 3.6 terão vários termos de soma e subtração de frequências, devendo porém, o filtro passa baixa ser sintonizado a excluir a componente resultante da diferença entre a frequência ω_2 e ω_{t-n} (ω_{t-n} é a frequência da primeira reflexão a chegar). Tal dispositivo é construído de elementos analógicos e não utiliza de técnicas digitais para a separação de reflexões.

Outra técnica conhecida é a utilização da excitação com ruído impulsivo para a determinação do tempo de reverberação de salas. Medições utilizando tiros de pistolas, impulsos de alta potência alimentando um alto-falante, utilizando-se um amplificador de potência, rompimentos de balão e faíscas produzidas por arcos voltaicos de alta tensão, formam um conjunto de excitações impulsivas que permitem o registro do decaimento sonoro em uma sala. A falta de repetitividade e de um padrão de diretividade entre as medições e, também, a baixa relação sinal/ruído em algumas frequências associadas aos procedimentos de medição com excitações impulsivas, são os pontos negativos desta técnica.

Visando melhorar a repetitividade entre as medições do tempo de reverberação e também aumentar o poder de informação com um único procedimento de medição, a técnica que utiliza um sinal de excitação pseudo-aleatório conhecido como MLS permite a obtenção da resposta impulsiva de uma sala, alto-falante, microfone ou outro DST. A função de transferência pode ser obtida pela aplicação da Transformada Rápida de Fourier – FFT na resposta impulsiva medida. Como descrito por MacWilliams & Sloane [16], o sinal de excitação utilizado no MLS é um sinal de espectro branco e de amplitude aleatória mas com informação de fase bem definida. Desta maneira, é possível recuperar as informações de amplitude e fase da função de transferência desejada. Vorländer [17] mostra que é possível obter-se de um DST a resposta impulsiva, $h(t)$, excitando o DST com um sinal estacionário, $x(t)$, por meio do sinal de saída processado pela correlação cruzada com o sinal de excitação, Φ_{xy} , e também por meio da autocorrelação, Φ_{xx} , como mostrado pela Equação (3.7).

$$\Phi_{xy}(t) = \Phi_{xx}(t) \otimes h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) \Phi_{xx}(t - \tau) d\tau \approx h(t) \quad (3.7)$$

Esta técnica é bem sucedida por tomar vantagem da Transformada Rápida de Hadamard - FHT que funciona como uma rápida ferramenta de correlação cruzada no

domínio do tempo, permitindo a função autocorrelação tender à função delta de Dirac, $\Phi_{xx}(t - \tau) \approx \delta(t - \tau)$. Nos anos 80, a memória disponível em um computador era apenas 640 kB, o que impedia o armazenamento do sinal de excitação, além do posterior processamento após a resposta medida. A técnica MLS levou vantagem pelo seu simples dispositivo de geração de seqüências binárias que dispensa a memória do computador e ainda a maior velocidade da FHT se comparada à técnica que utiliza FFT e IFFT para se obter a resposta impulsiva desejada. A desvantagem que a técnica MLS apresenta é a característica do sinal gerado em apresentar um espectro plano e também em espalhar a distorção harmônica ao longo da resposta impulsiva. A primeira desvantagem foi solucionada por Mommertz & Müller [18] que enfatizaram as frequências do sinal de excitação (MLS) que apresentavam baixa relação sinal/ruído. No entanto, ao enfatizar o sinal de excitação surge um outro ponto negativo da técnica MLS: o fator de crista é incrementado de tal sorte que pode atingir mais que 8 dB.

Paralelamente aos que optaram pelo desenvolvimento de ferramentas de medição com a técnica MLS, Aoshima [19] e Berkout, Vries & Boone [20], com o objetivo de melhorar a determinação da resposta impulsiva de um DST, propuseram a utilização da varredura de senos linear como sinal de excitação. Esta técnica exigia grande esforço computacional: aplicação da FFT na resposta captada, multiplicação (convolução no domínio do tempo) do espectro da resposta ao sinal de excitação (domínio da frequência) com o inverso do espectro do sinal de excitação (domínio da frequência) e, finalmente, aplicação da IFFT para a obtenção da resposta impulsiva do DST. O procedimento de captura do sinal de excitação era realizado em campo enquanto que os procedimentos de FFT, multiplicação e IFFT eram realizados em computadores no laboratório. Com o avanço da informática, computadores pessoais passaram a oferecer grande capacidade de memória e velocidade suficiente para realizar tarefas como FFT, multiplicação e IFFT em tempo real.

Ainda relacionado ao uso de varredura de senos para a obtenção da resposta impulsiva de um DST, Farina [21] apresenta vantagens na utilização da resposta à varredura de senos logarítmica convoluída com o filtro inverso do sinal de excitação para a obtenção da resposta impulsiva quando comparada ao uso da excitação com MLS. As vantagens apresentadas por Farina dizem respeito às distorções harmônicas produzidas pelo sistema de excitação que ficam concentradas ao final da resposta impulsiva recuperada quando se utiliza uma varredura de senos, enquanto que, com MLS a distorção harmônica é espalhada sobre toda a resposta impulsiva recuperada, impossibilitando sua remoção da resposta impulsiva do DST. Outra vantagem é a diferença entre o tempo de execução com MLS e com a varredura de senos.

Enquanto com o MLS é necessário executar pelo menos duas vezes a sequência de excitação, com a varredura de senos basta aplicar uma vez.

3.3 Técnica proposta para obtenção da resposta impulsiva

A ferramenta de processamento de sinais proposta nesta tese para a calibração de microfones capacitivos já foi utilizada por Massarani [22] para medir a onda sonora incidente e reflexão sonora na qual se deseja determinar a absorção sonora. A técnica de processamento de sinais que será utilizada foi descrita por Müller & Massarani [23]. A idéia é utilizar um sinal de excitação de varredura de senos, $x(t)$, para a estimativa da resposta impulsiva, $h(t)$, do DST. O primeiro passo é criar um filtro inverso, $f(t)$, de tal forma que a convolução do sinal de excitação com este filtro resulte em uma função delta de Dirac, como na Equação (3.8).

$$x(t) \otimes f(t) \Rightarrow \delta(t) \quad (3.8)$$

A resposta impulsiva que seria obtida da deconvolução da resposta ao sinal de excitação, $y(t)$, pelo sinal de excitação, $x(t)$, pode ser obtida através da convolução da resposta do sinal de excitação, $y(t)$, pelo filtro inverso, $f(t)$, como mostrado pela Equação (3.9).

$$h(t) = y(t) \otimes f(t) \quad (3.9)$$

Operando com $Y(f)$ e $F(f)$, no domínio da frequência, pode-se obter a função de transferência do DST, $H(f)$. Aplicando a IFFT em $H(f)$ obtém-se também a resposta impulsiva do DST, $h(t)$. A Equação (3.10) representa matematicamente este procedimento.

$$Y(f) \cdot F(f) = H(f) \xrightarrow{\text{IFFT}} h(t) \quad (3.10)$$

Obter a resposta impulsiva $h(t)$ utilizando como sinal de excitação o MLS ou a varredura de senos não é uma novidade. Existem vários fabricantes que comercializam instrumentação de medição e o *software* que permite a determinação da resposta impulsiva $h(t)$. A decisão de se fazer a investigação utilizando a varredura de seno e não o MLS tem como origem as vantagens publicadas em [23], sendo listadas a seguir:

- *Separação das componentes harmônicas na RI*; ao contrário da resposta impulsiva obtida com o MLS que espalha sobre todo o período da resposta impulsiva a distorção provocada pelo alto-falante, Figura 3.2, a resposta impulsiva obtida com a varredura de senos permite a separação das componentes harmônicas no final da resposta impulsiva, Figura 3.3, também descrito por Farina[21]. Esta vantagem torna possível remover as distorções harmônicas provocadas pelo alto-

falante por aplicar uma janela temporal que suprime estes indesejáveis componentes.

- *Menor tempo de medição*; o sinal de excitação de varredura de senos não necessita ser aplicado periodicamente para se estabelecer um regime permanente como no caso para a excitação com MLS, levando à redução pela metade do tempo de medição se comparado ao MLS.
- *Menor fator de crista*; o fator de crista é a razão entre o valor de pico e o valor RMS de um sinal. Para a otimização do sistema de medição o nível de tensão aplicado deve ser normalizado pelo valor de pico. O quanto o valor RMS difere do valor de pico indica a quantidade de energia perdida no processo de medição. Enquanto a varredura de senos apresenta um fator de crista de 3,1 dB a excitação com MLS pode apresentar um fator de crista de até 8 dB.
- *Menor vulnerabilidade no tempo*; nas medições de respostas impulsivas é assumido que o sistema de medição e o DST são invariantes no tempo. No entanto existem condições em que isto pode não acontecer, por exemplo, o efeito de ventos que podem alterar o tempo de chegada do som. A variação no tempo dos resultados de medição utilizando MLS tem sido objeto de trabalhos tais como [24] e [25]. A tolerância à variância no tempo em medições com varreduras de senos é maior do que a com MLS, o que qualifica a varredura de senos a apresentar resultados mais exatos do que com MLS.

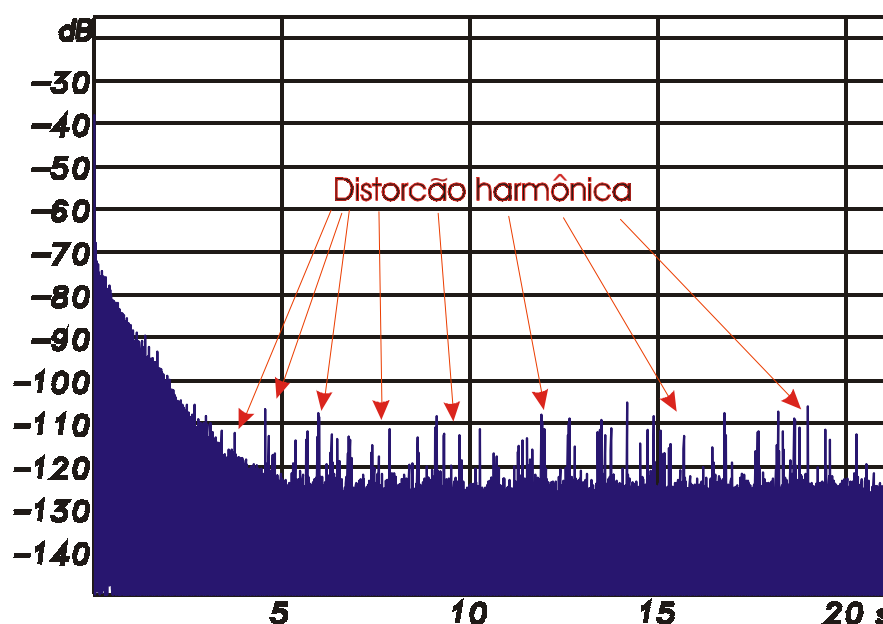


Figura 3.2 – Resposta impulsiva de uma sala reverberante obtida com MLS e o espalhamento das distorções provocadas pelo alto-falante.

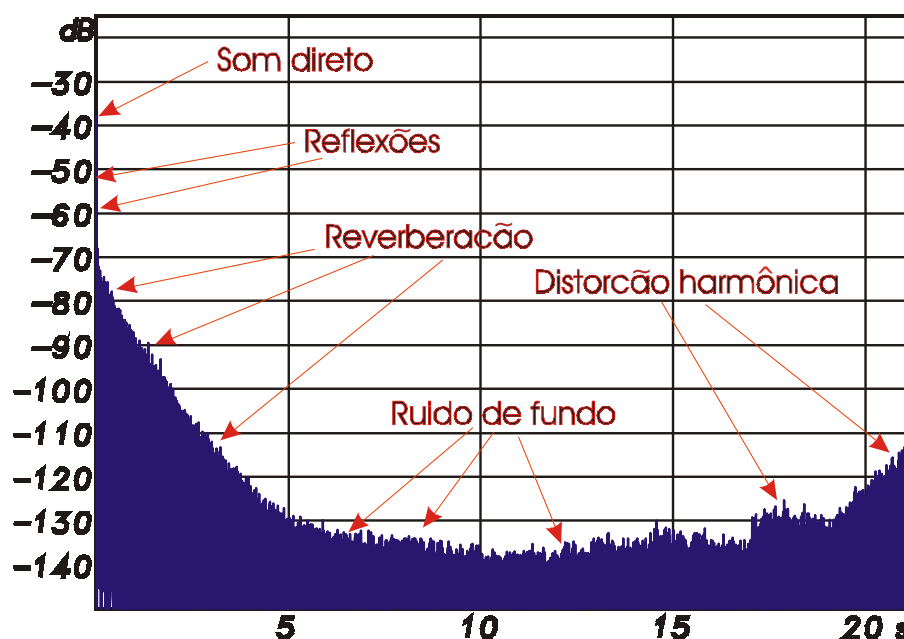


Figura 3.3 – Resposta impulsiva de uma outra sala reverberante obtida com varredura de senos e a concentração das distorções provocadas pelo alto-falante.

Tomada a decisão de utilizar a excitação com varredura de senos pode-se buscar melhorar o desempenho das medições que levam à obtenção da resposta impulsiva do DST, $h(t)$. Tradicionalmente, as varreduras de senos utilizadas são as de incremento linear e logarítmico na frequência. Entretanto, sistemas de excitação acústicos padecem da pobre resposta nas baixas frequências. Os alto-falantes não apresentam respostas planas no espectro audível como desejável. As varreduras senoidais de incremento linear e até mesmo a de incremento logarítmico não têm tempo, suficientemente longo, para excitar o DST nas frequências onde a relação sinal/ruído é baixa. As Figuras 3.4 e 3.5 mostram as varreduras senoidais de incremento linear e logarítmico, respectivamente.

A energia entregue ao alto-falante ao longo do tempo para a varredura senoidal de incremento linear é igualmente distribuída durante o tempo de execução. Já para a varredura senoidal de incremento logarítmico a energia entregue ao alto-falante é maior em baixas frequências e diminui logaritmicamente com o incremento da frequência.

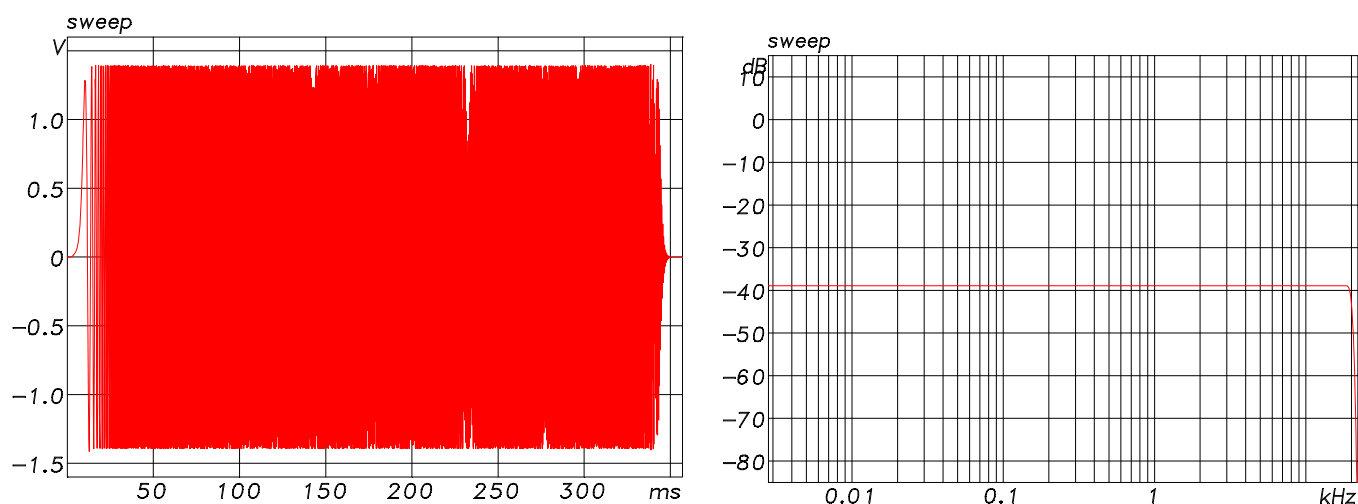


Figura 3.4 – Varredura senoidal de incremento linear no domínio do tempo e no domínio da frequência.

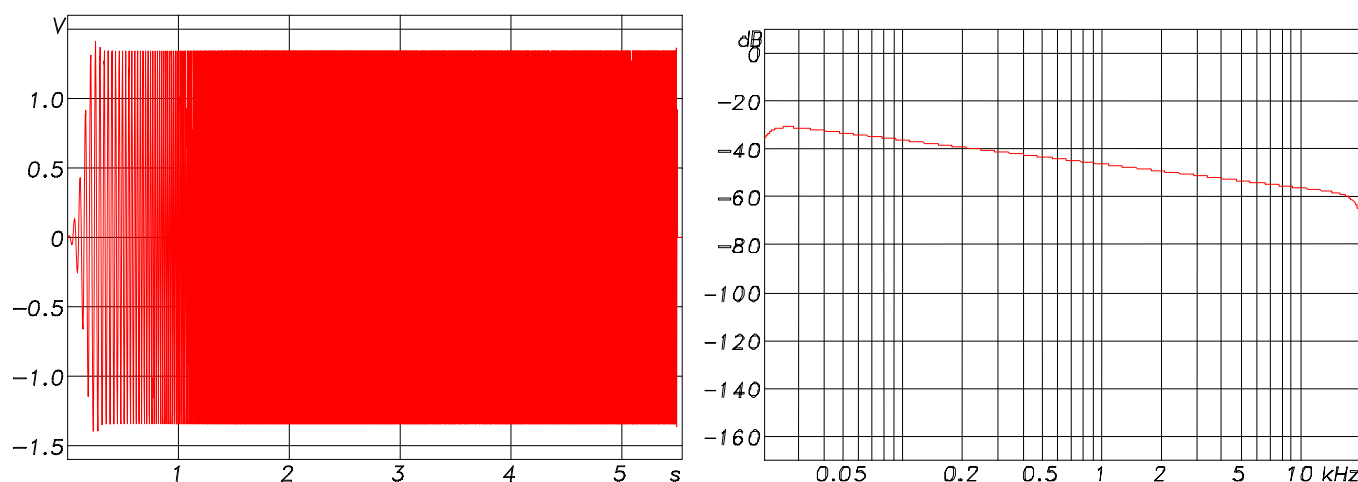


Figura 3.5 – Varredura senoidal de incremento logarítmico no domínio do tempo e no domínio da frequência.

Como forma de compensar a pobre distribuição de energia nas frequências onde a resposta do alto-falante é fraca e, além disto, compensar também o ruído de fundo que tende a ser maior nas baixas frequências, é possível construir uma varredura senoidal com incremento arbitrário e de envelope constante de forma que a maior concentração de energia fique alocada nas faixas de frequências onde a relação sinal/ruído é pequena.

Ainda para justificar a não utilização da varredura senoidal com incremento linear ou logarítmico pode ser argumentado que para compensar a fraca relação sinal/ruído bastaria aumentar a amplitude do sinal na frequência desejada. No entanto ao aplicar tal procedimento existirá um incremento no fator de crista, levando à perda de uma das vantagens em se utilizar a varredura de senos.

A solução para se enfatizar uma faixa de frequências com mais energia sem incrementar o fator de crista é possível. Construindo uma varredura senoidal de envelope constante e taxa de incremento de frequência arbitrário, conforme descrito por [23], obtém-se solução para a proposta apresentada. O procedimento é fazer o atraso de grupo crescer proporcionalmente com a energia do espectro da excitação desejada, conforme descrito pela Equação (3.11). Um crescimento abrupto no atraso de grupo significa que uma determinada faixa do espectro é esticada significativamente no tempo com a frequência instantânea crescendo lentamente. Isto quer dizer que muita energia fica concentrada nesta determinada faixa de frequência, resultando na desejada ênfase de energia, porém, mantendo o envelope de amplitude constante no domínio do tempo.

$$\tau_G(f) = \tau_G(f - df) + C \cdot |H(f)|^2 \quad (3.11)$$

onde:

$$C = \frac{\tau_G(f_{final}) - \tau_G(f_{inicial})}{\sum_{f=0}^{f_s/2} |H(f)|^2} \quad (3.12)$$

$\tau_G(f_{final})$ é o atraso de grupo na frequência final;

$\tau_G(f_{inicial})$ é o atraso de grupo na frequência inicial;

$|H(f)|$ é o espectro de excitação desejado;

f_s é a frequência de amostragem.

A Figura 3.6 mostra um exemplo de varredura senoidal com incremento arbitrário e envelope constante. Pode-se notar que para a faixa de frequências que se deseja enfatizar, de DC até 100 Hz com ganho de 40 dB, o atraso de grupo apresenta um crescimento de 10 s, enquanto que para a faixa de frequências de 2 kHz até 20 kHz o atraso de grupo tem um crescimento menor que 500ms. O resultado da combinação deste atraso de grupo com a ênfase de 40 dB na faixa de frequências, descrita anteriormente, é um sinal no domínio do tempo que permanecerá a maior parte do tempo total de execução atuando na faixa que se deseja enfatizar, enquanto que para o resto da faixa de frequências a execução será tocada rapidamente.

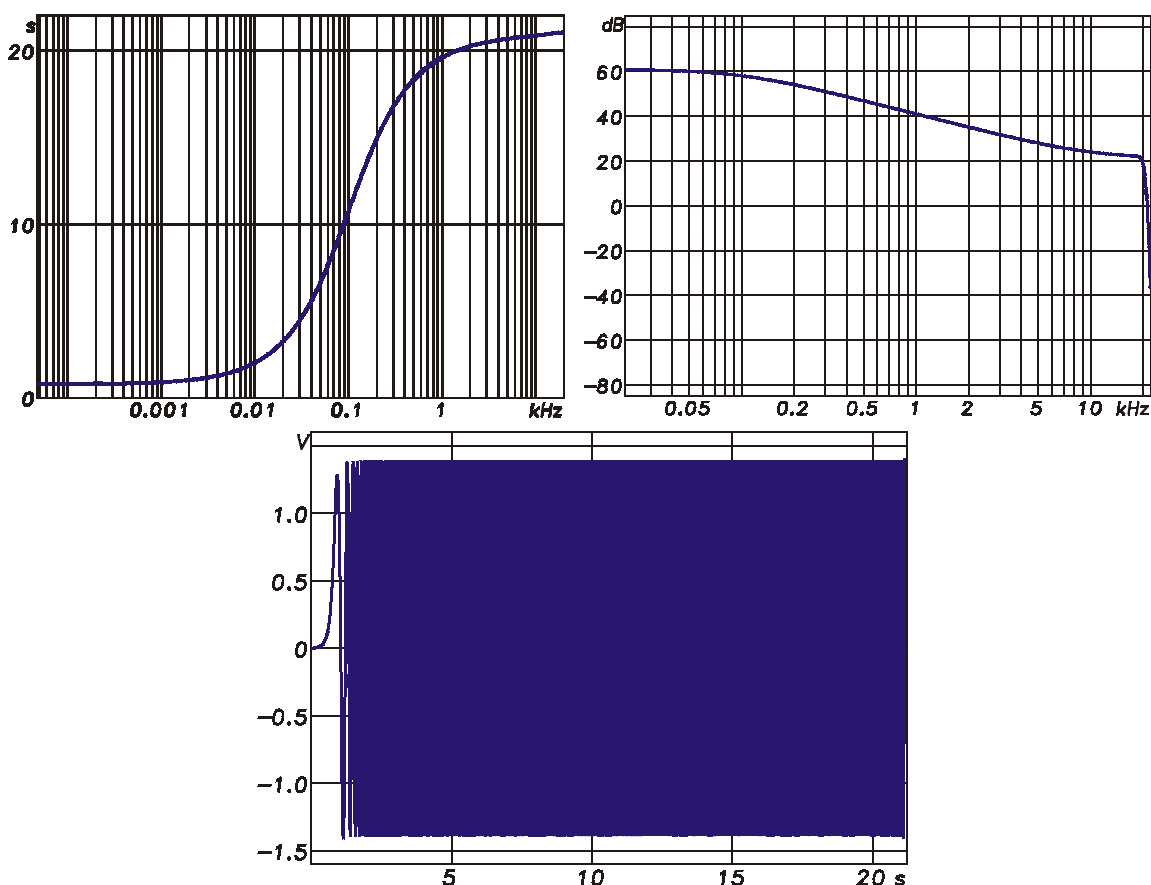


Figura 3.6 – Representação gráfica do atraso de grupo, da amplitude no domínio da frequência e também no domínio do tempo da varredura senoidal de incremento arbitrário com envelope constante.

A Figura 3.6 mostra um exemplo de varredura senoidal com incremento arbitrário e envelope constante. Pode-se notar que para a faixa de frequências que se deseja enfatizar, de DC até 100 Hz com ganho de 40 dB, o atraso de grupo apresenta um crescimento de 10 s, enquanto que para a faixa de frequências de 2 kHz até 20 kHz o atraso de grupo tem um crescimento menor que 500ms. O resultado da combinação deste atraso de grupo com a ênfase de 40 dB na faixa de frequências, descrita anteriormente, é um sinal no domínio do tempo que permanecerá a maior parte do tempo total de execução atuando na faixa que se deseja enfatizar, enquanto que para o resto da faixa de frequências a execução será tocada rapidamente.

Ainda sobre a construção do sinal de excitação a ser utilizado, deve-se limitar o início da varredura o mais próximo possível da menor frequência de interesse. Caso contrário, além de gastar parte do tempo total do sinal de excitação com frequências desinteressantes ao DST,

ainda provoca-se aquecimento da bobina do falante, aquecimento este que prejudica a repetitividade das medições.

Quando se deseja recuperar a resposta impulsiva completa do conjunto caixa acústica-sala-microfone, considerando uma sala reverberante, é necessário que após a última frequência da varredura, ser tocada, um período de silêncio seja anexado ao final do sinal de varredura para que a reverberação nas frequências que foram excitadas ainda possa ser captada. Como as salas apresentam tempo de reverberação maior em baixas frequências e as varreduras de seno iniciam nas baixas frequências, e ainda, se o comprimento da varredura for próximo do comprimento da resposta impulsiva, apenas um pequeno período de tempo de silêncio será suficiente para atender ao requisito de capturar todas as componentes espectrais que reverberam na sala.

Com o sinal de excitação construído, o próximo passo é criar, no domínio da frequência, o inverso do sinal de excitação, permitindo que a multiplicação da resposta à varredura de senos pelo inverso da excitação resulte em uma função de transferência do sistema alto-falante-sala-microfone.

Para finalizar os passos com todas as ferramentas de processamento de sinais necessárias para a obtenção da função de transferência anecóica do sistema alto-falante-sala-microfone, como mostrado em forma de diagrama de blocos na Figura 3.7, o procedimento de aplicação da função janela será descrito.

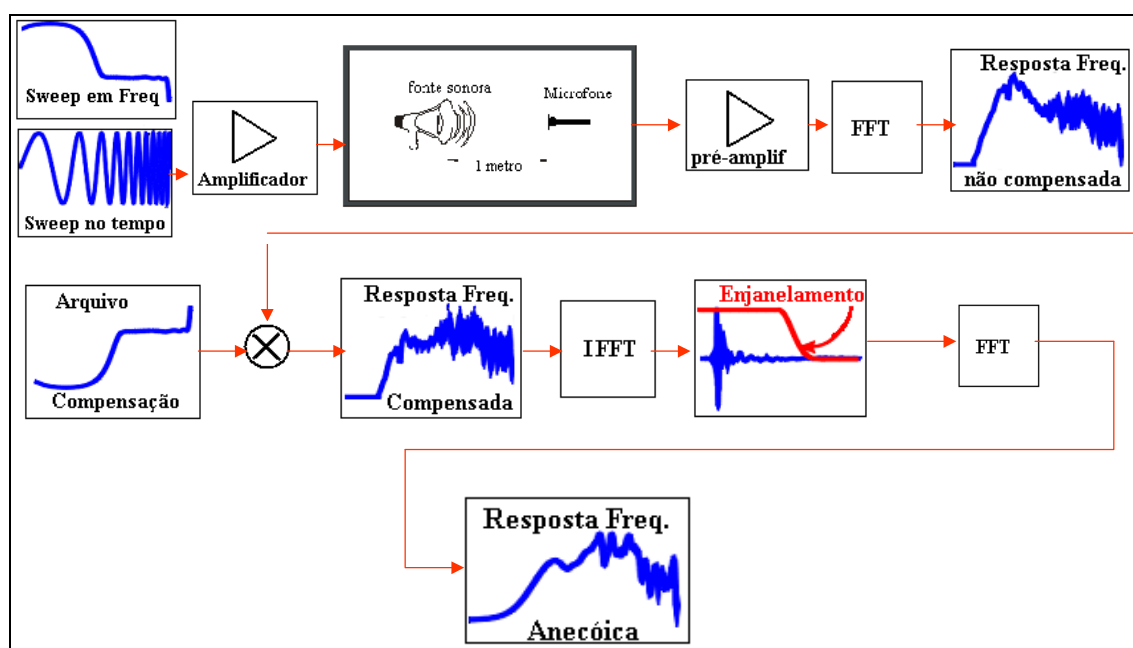


Figura 3.7 – Diagrama de blocos representando todos os passos para a obtenção da função de transferência do sistema alto-falante-sala-microfone.

3.4 Janelas temporais

A aplicação de janelas temporais tem por objetivo selecionar componentes de interesse que estão distribuídas ao longo da resposta impulsiva. Para o caso em que se deseja obter a função de transferência do som direto (campo livre), é necessário identificar as componentes com o menor tempo de chegada, para que possam ser separadas e preservadas. As demais componentes deverão ser removidas da resposta impulsiva. Certo desta ação a ser tomada, deve-se escolher qual é a função janela mais adequada a esta operação e também qual o tempo de abertura (largura) que esta janela deve ter. Para poder responder a estas indagações, primeiramente serão apresentados dois exemplos com aplicações de janelas, com o objetivo de introduzir conceitos que ajudarão na interpretação das decisões a serem tomadas para responder às questões levantadas.

Devem ser consideradas duas janelas:

- *Janela Retangular*: é a janela mais utilizada, mesmo que não intencionalmente, na mais simples ação de iniciar e interromper bruscamente uma gravação de um sinal periódico. Quando o sinal periódico é interrompido (retangularmente enjanelado) fora do ponto de nulo do sinal periódico, o efeito de vazamento espectral surgirá, efeito este relatado por Harris [26]. As Figuras 3.8 e 3.9 mostram exemplos de 10 períodos de uma função seno com enjanelamento retangular no ponto de nulo e com 10 pontos amostrais além do ponto de nulo da função seno.

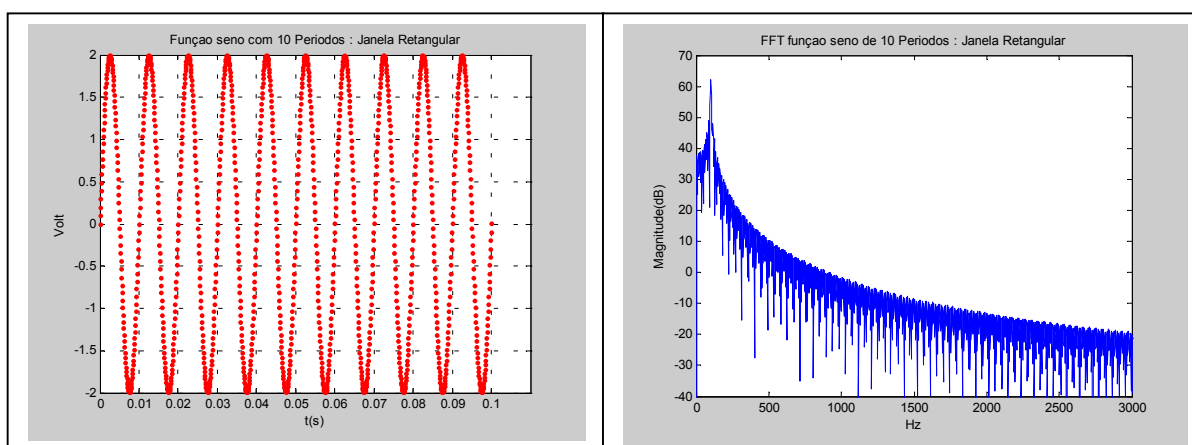


Figura 3.8 – Função seno com 10 períodos completos no domínio do tempo e no da frequência após enjanelamento retangular.

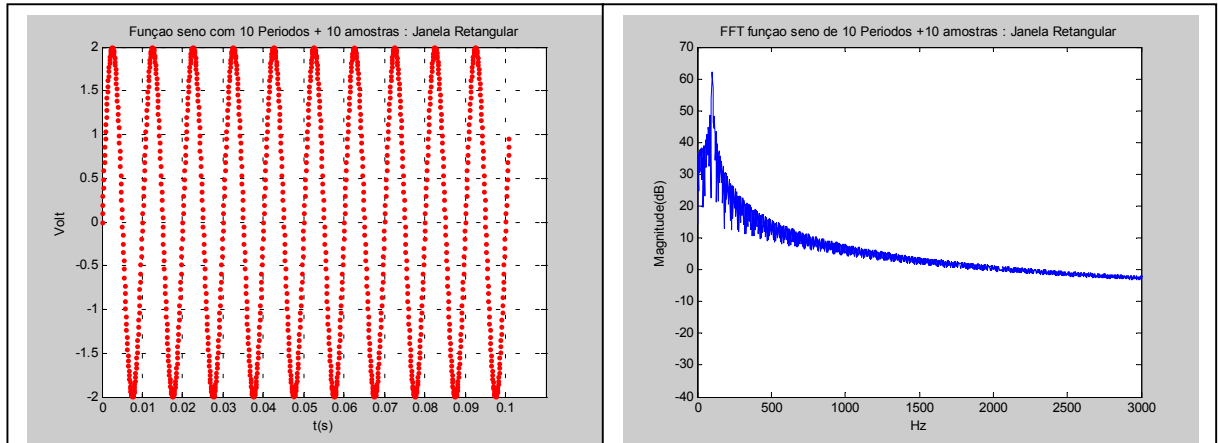


Figura 3.9 – Função seno com 10 períodos + 10 amostras no domínio do tempo e no da frequência após enjanelamento retangular.

- Janela BlackmanHarris*: Para minimizar o erro provocado pela descontinuidade associada ao corte abrupto para a finalização da amostragem de um sinal, cujo efeito de vazamento espectral foi mostrado anteriormente, é recomendado o uso de uma janela que suavize a descontinuidade, produzindo um efeito de vazamento espectral menos significativo. No entanto, uma implicação negativa em se utilizar janelas diferentes da Retangular está associada à ampliação da sua largura de banda. A janela Retangular é a mais seletiva das janelas, o que evita o espalhamento da energia de uma componente espectral vizinha para a outra. A janela retangular apresenta também maior amplitude de pico espectral do que a BlackmanHarris. A Figura 3.10 mostra a janela no domínio do tempo e também no domínio da frequência. Fazendo uma análise no domínio da frequência pode-se

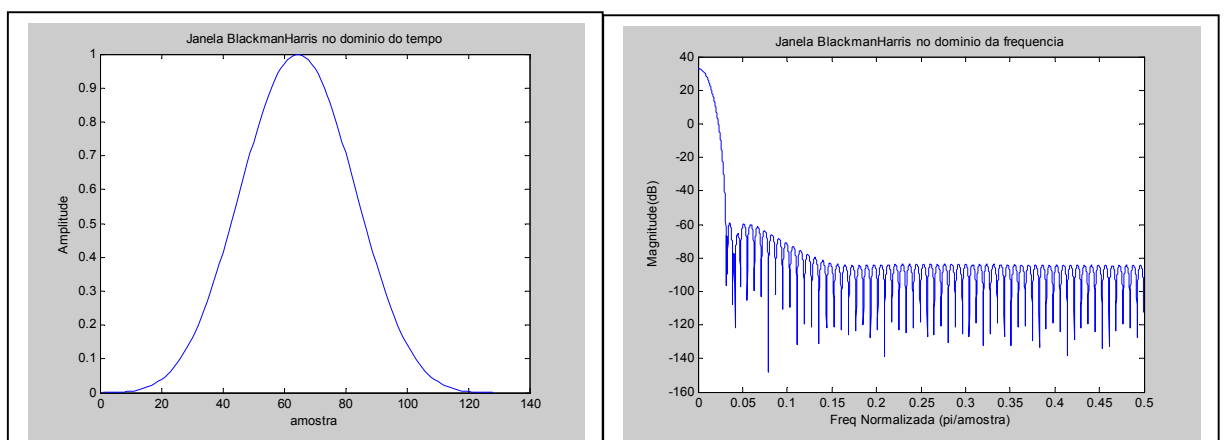


Figura 3.10 – Janela BlackmanHarris no domínio do tempo e da frequência.

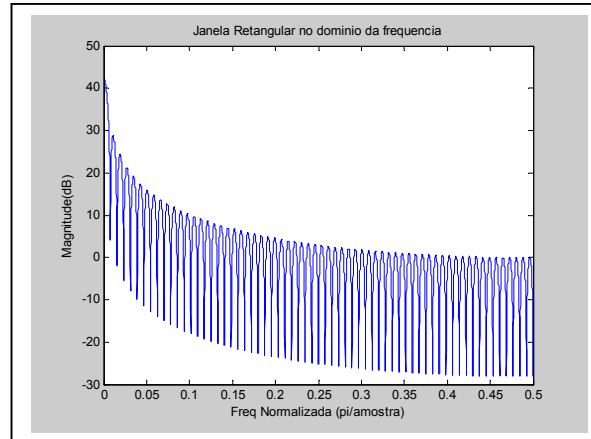


Figura 3.11 – Janela Retangular no domínio da frequência.

comparar a maior faixa dinâmica da janela BlackmanHarris contra a da janela Retangular, Figura 3.11. Também é notável a diferença entre a mais larga banda da janela BlackmanHarris contra a estreita largura de banda apresentada pela janela Retangular. Uma análise tempo-frequência apresentada por [22] mostra também a comparação entre estas duas janelas.

Como a representação da resposta impulsiva das medições para a calibração de microfones tem natureza transiente, a seleção ou corte da componente que representa o som direto deve ser de tal maneira que uma faixa temporal envolva toda esta componente, ou seja, o uso de uma janela. A literatura a respeito da separação de componentes de respostas impulsivas, [22] e [27], sugere o uso de uma janela híbrida formada por uma janela Retangular e meia janela BlackmanHarris. A parte da abertura no tempo que envolverá a maior concentração da componente de interesse deve ser formada pela janela Retangular, proporcionando ganho 1 (um) nas componentes de interesse, enquanto que a borda de tempo que completa a componente desejada deve ser formada pela meia janela BlackmanHarris, atenuando progressivamente o restante das componentes. A Figura 3.12 mostra a seleção do som direto na resposta impulsiva enjanelada por uma janela híbrida (Retangular-meia BlackmanHarris).

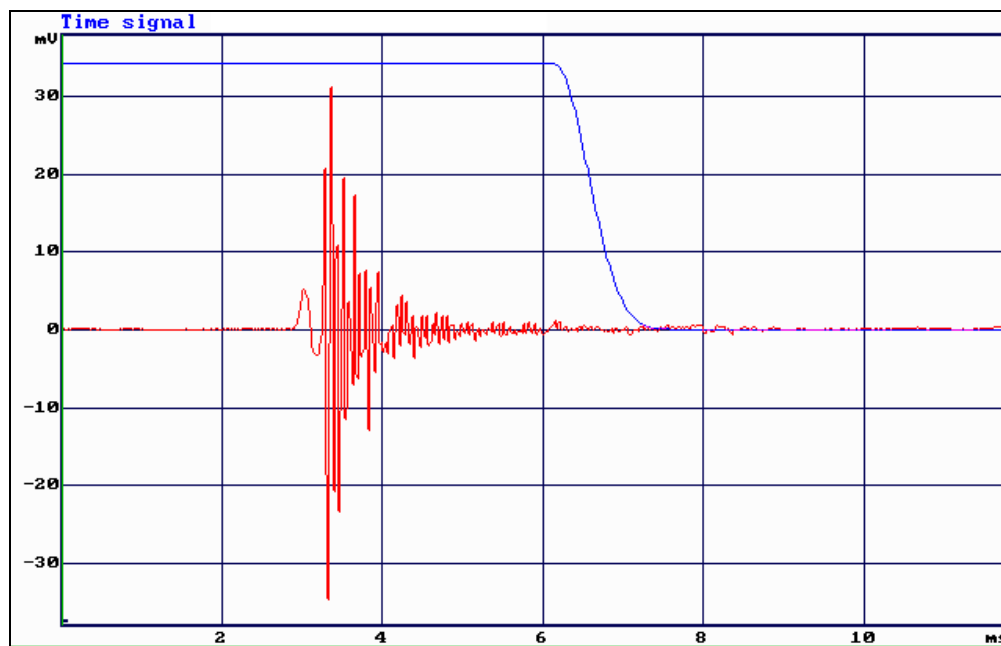


Figura 3.12 – Som direto sendo enjanelado na resposta impulsiva com uma janela híbrida (Retangular-meia BlackmanHarris).

A abertura temporal de uma janela dependerá da geometria da sala e do posicionamento da caixa acústica-microfone em relação à sala. O tempo de chegada do som direto é função da distância da caixa acústica ao microfone e da velocidade do som. Os tempos de chegada das primeiras reflexões podem ser calculados a partir da distância caixa acústica ao teto, piso e paredes até o microfone, por exemplo, conforme ilustrado na Figura 3.13.

Após o enjanelamento, deve-se aplicar a FFT na resposta impulsiva do som direto. A resposta em frequência do som direto pode ser filtrada em 1/3 oitava para permitir uma comparação direta com o arquivo do certificado de calibração do microfone de referência que tradicionalmente é apresentado em 1/3 oitava.

O próximo capítulo voltará a discutir os procedimentos de aplicação de janela bem como sobre o mais apropriado sinal de excitação, varredura de senos, a ser utilizado na parte experimental deste trabalho.

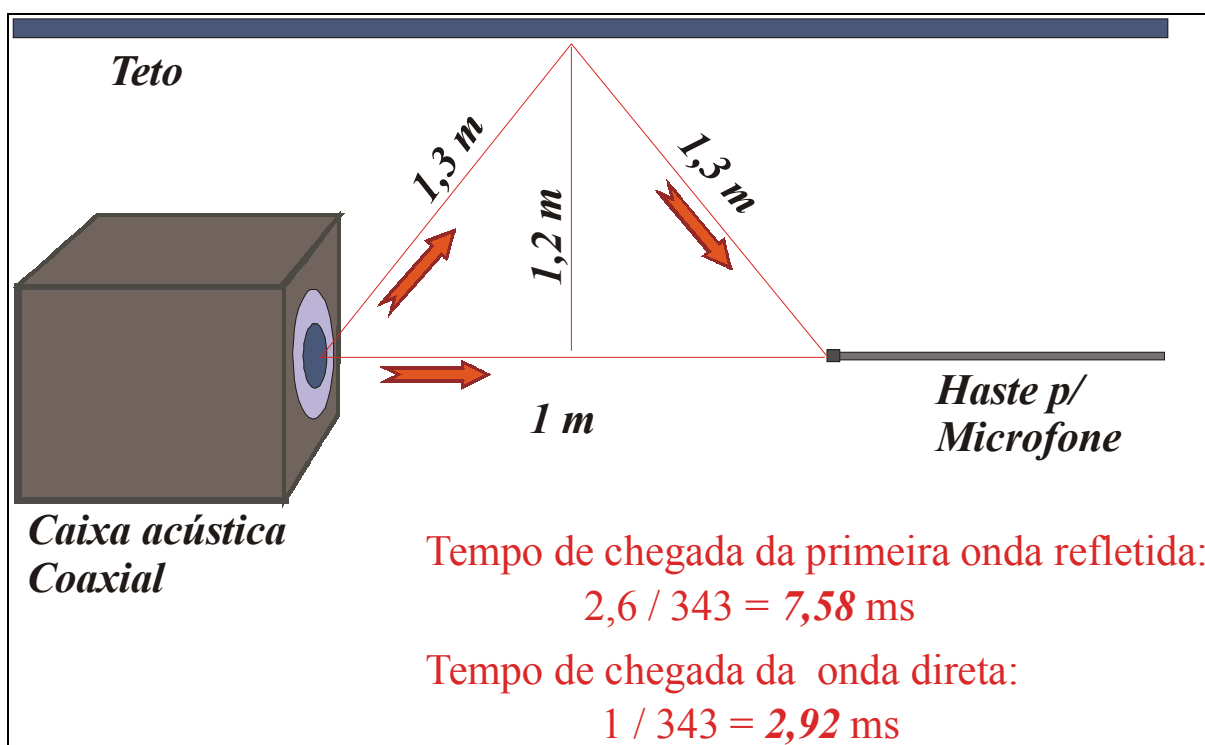


Figura 3.13 – Geometria da configuração caixa acústica-microfone e os tempos de chegada do som direto e refletido.

CAPÍTULO 4

MÉTODO DA COMPARAÇÃO SEQÜENCIAL EM CAMPO LIVRE SIMULADO

4.1 Introdução

Como já descrito no Capítulo 2, os métodos normalizados e mesmo aqueles ainda não normalizados para a calibração de microfones capacitivos, utilizam tradicionalmente uma excitação senoidal para cada oitava ou terço de oitava de, por exemplo, 25 Hz até 20 kHz. O tempo de execução de cada tom puro é diretamente proporcional à energia entregue ao sistema de medição, permitindo que se realizem várias leituras, onde o valor final é a média destas várias leituras. A confiabilidade destes métodos tem sido comprovada através de intercomparações realizadas por diversos Laboratórios Nacionais de Metrologia, por exemplo [28], [29],[30],[31], [32] e [13].

Os métodos de calibração de microfones que utilizam tons puros como sinal de excitação sem dúvida têm a grande vantagem de entregar mais energia para o sistema de medição, enquanto que, têm a grande desvantagem de tornar o procedimento de medição extremamente lento. Outra desvantagem nas medições de campo livre é a imposição da utilização da câmara anecóica.

No capítulo anterior foi apresentada a técnica da obtenção da resposta impulsiva por meio da deconvolução da resposta à varredura de senos com a própria varredura. Esta técnica não só permite calibrações de microfones pelo método comparativo em campo livre simulado, como também pelo método da reciprocidade em campo livre simulado. No método da reciprocidade em campo livre simulado é possível ainda utilizar-se esta nova técnica para determinar o centro acústico entre os pares de microfones envolvidos no método, o que pelo método tradicional demanda muito tempo.

Vorländer [33] propõe a utilização da técnica da obtenção da resposta impulsiva, utilizando MLS para a calibração de microfones pelo método da reciprocidade. Ele também afirmou que, se os microfones estiverem exatamente posicionados nos seus respectivos centros acústicos, o atraso de grupo deveria ser zero. Isto permitiria fazer medições em apenas uma distância fixa entre o par de microfones e não como imposto pelo método tradicional, onde se deve medir em várias distâncias diferentes entre o par de microfones como descrito no Capítulo 2. Calculando o atraso de grupo diretamente a partir da fase da sensibilidade complexa obtida do resultado da calibração por reciprocidade e, multiplicando-se este atraso de grupo pela velocidade do som, é possível determinar o quanto o microfone está distante do centro acústico, e conseqüentemente, pode-se corrigir o valor de entrada das distâncias entre

os centros acústicos dos dois microfones na Equação (2.16) (Capítulo 2). Assim calcula-se novamente a sensibilidade final dos dois microfones. É um procedimento iterativo, onde se iniciam as medições com valores nominais de distância entre os centros acústicos dos microfones e, após a determinação da representação complexa da sensibilidade dos microfones, se calcula o atraso de grupo de cada sensibilidade complexa, determinando em seguida a “exata” distância entre os centros acústicos. Como já descrito, o valor final da sensibilidade do microfone pode ser definitivamente determinado pela alimentação das equações descritas no Capítulo 2.

Com o objetivo de comprovar o potencial da ferramenta de processamento de sinais proposta neste trabalho, escolheu-se o método por comparação em campo livre para a calibração de microfones capacitivos. A importância do domínio deste método de calibração atende, por exemplo, ao requisito da Norma IEC 61672-3 [39], que torna compulsória a calibração acústica de medidores de nível sonoro em campo livre. Também pode-se citar a ISO3744 [34], que sinaliza para a calibração do microfone na determinação da potência sonora pelo método direto.

A validação da nova técnica proposta neste projeto cobrirá o método por comparação em campo livre simulado. O objetivo desta validação será quantificar o desvio da sensibilidade (dB re. 1V/Pa) do microfone sob teste, determinada pela técnica proposta, em relação à sensibilidade previamente determinada pelo método da comparação sequencial em câmara anecóica (método clássico)

4.2 O método proposto para campo livre simulado

4.2.1 Procedimento para a determinação da sensibilidade do microfone sob teste

O procedimento adotado neste trabalho para a calibração de microfones de medição consiste, numa primeira fase, em posicionar um microfone de referência no interior de uma sala sem tratamento acústico a uma distância de 1 metro da fonte sonora (alto-falante). O posicionamento do microfone em relação à fonte sonora obedece à condição de superposição dos eixos axiais da fonte sonora e do microfone de referência.

Como os alto-falantes são transdutores que não apresentam resposta em frequência plana em toda a faixa espectral audível, então, certamente existirá uma faixa de frequências onde o alto-falante apresentará uma sensibilidade tão pobre que inviabilizará a sua utilização nesta particular faixa de frequências.

A solução trivial para este problema é a utilização de dois ou mais alto-falantes que possam cobrir a faixa de frequências desejada, com resposta em frequência mais plana possível. Neste trabalho optou-se pelo uso do alto-falante coaxial pois é possível tomar vantagem de se posicionar o eixo de simetria do microfone no mesmo eixo de simetria do alto-falante coaxial, como mostrado na Figura 2.6. Com isto é possível garantir que a onda sonora emitida pelo alto-falante coaxial alcance o microfone com incidência zero grau.

O alto-falante coaxial utilizado neste trabalho é fabricado pela BMS Elektronik GmbH. O modelo é 15C682 com diâmetro de 15" para o "woofer" e 8" para a corneta. O alto-falante coaxial BMS 15C682 tem potência de 500w.

A fonte sonora (alto-falante coaxial) utilizada neste trabalho possui curva de resposta em frequência para o "woofer" e para a corneta como mostrado pela Figura 4.1.

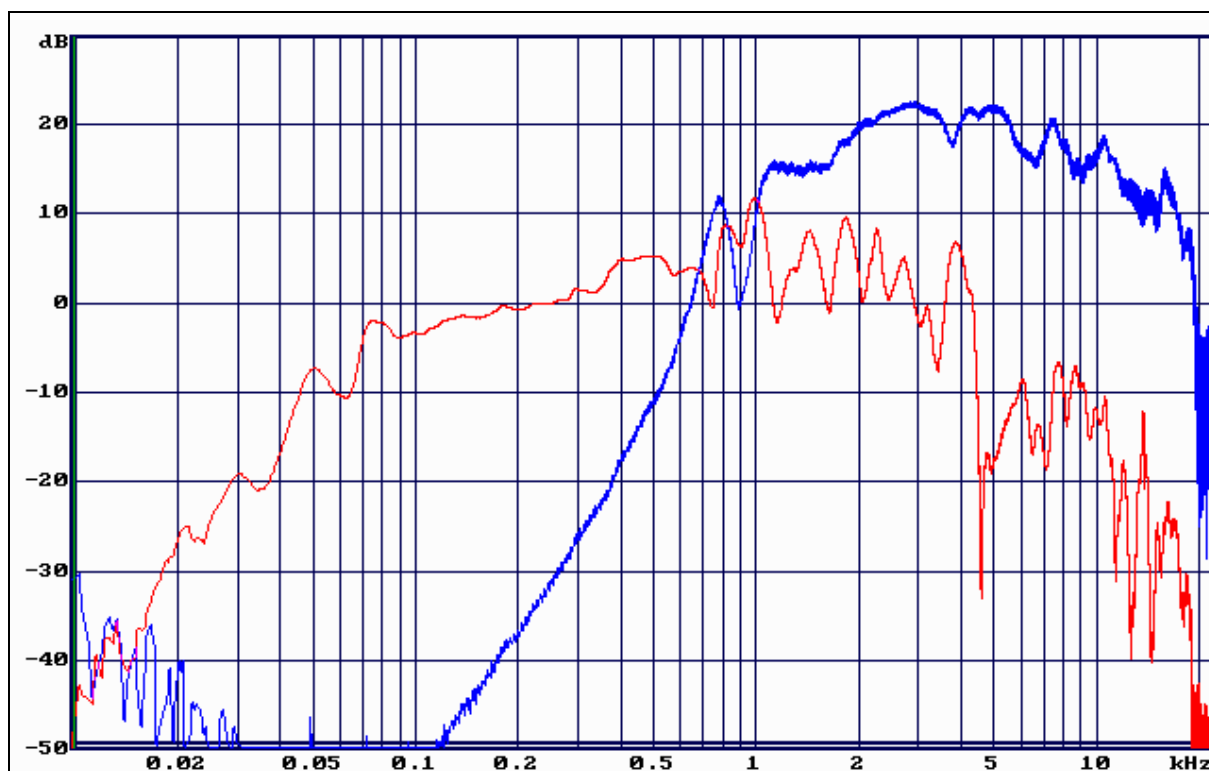


Figura 4.1 – Resposta em frequência do alto-falante coaxial utilizado como fonte sonora. Curva em vermelha "woofer", curva em azul corneta.

Solucionado o problema com relação ao uso do transdutor de excitação, tem-se que tomar a decisão do sinal de excitação a ser utilizado. O sinal de excitação, quando aplicado ao coaxial, pode gerar um desvio na resposta em frequência do microfone que se deseja calibrar. Isto se dá na frequência de "crossover" do "woofer"-corneta.

Em particular, para o alto-falante coaxial utilizado neste trabalho, a frequência de “crossover” é 800 Hz. A Figura 4.2 apresenta o resultado da calibração do microfone B&K4165 número de série 599583 com excitação de varredura de senos no modo Mono. Modo Mono é considerado quando o sinal de excitação é direcionado simultaneamente para o canal do “woofer” e para o canal da corneta.

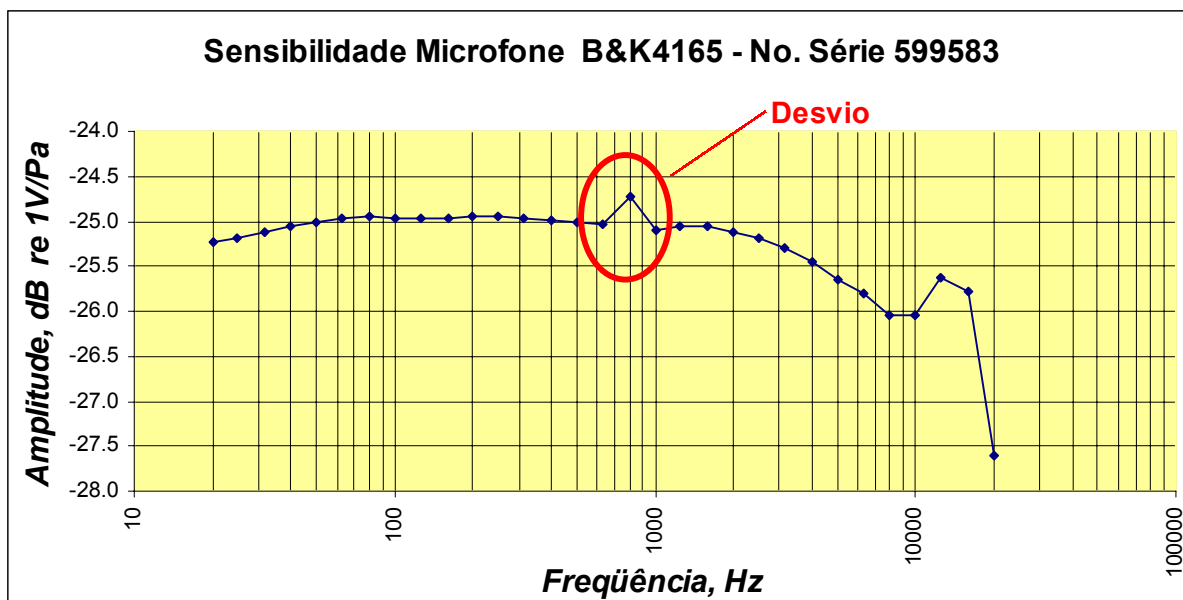


Figura 4.2 – Resultado da calibração do microfone B&K4165 utilizando Varredura de senos em modo Mono.

Uma solução para eliminar o desvio causado pelo efeito da superposição dos sinais sonoros emitidos simultaneamente pelo “woofer” e pela corneta é aplicar o sinal de excitação somente no “woofer”. Ao final da excitação do woofer deve-se repetir o sinal de excitação somente na corneta. O resultado final é a composição da resposta do “woofer” (da mais baixa frequência até a frequência de “crossover”) com a resposta da corneta (da frequência seguinte à frequência de “crossover” até a mais alta frequência de interesse).

A Figura 4.3 apresenta o resultado da calibração no microfone B&K 4165, número de série 599583, utilizando a técnica descrita anteriormente e o mesmo sinal de excitação que o apresentado na Figura 4.2.

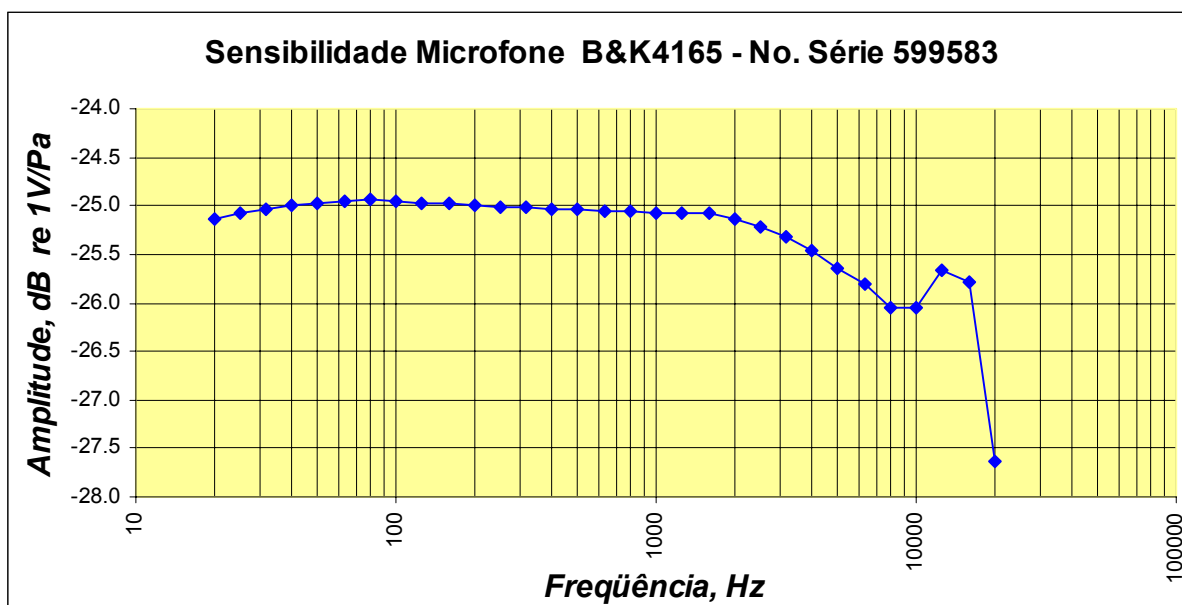


Figura 4.3 - Resultado da calibração do microfone B&K4165 utilizando a técnica com excitação no “woofer” e repetição do mesmo sinal de excitação aplicado à corneta.

O Software utilizado neste trabalho, Monkey Forest, permite a criação do sinal de excitação em modo estéreo. Isto significa que é possível aplicar no canal conectado ao “woofer” somente as componentes espectrais que permitem ao “woofer” responder com mais eficiência. Da mesma maneira, no canal conectado à corneta é possível aplicar somente as componentes espectrais que permitem a corneta responder com mais eficiência.

A vantagem da utilização do sinal de excitação no modo estéreo é a redução do tempo pela metade para a calibração do microfone sob teste em relação ao apresentado na Figura 4.3. A Figura 4.4 apresenta o resultado da calibração do microfone B&K 4165, número de série 599583 utilizando o sinal de excitação no modo estéreo.

O sinal de excitação utilizado neste trabalho tem as componentes espectrais relacionadas com o inverso da resposta em frequência do woofer e da corneta. A Figura 4.5 apresenta o sinal de excitação no domínio da frequência. A Figura 4.6 apresenta o sinal de excitação no domínio do tempo onde o envelope da amplitude é constante.

A varredura de senos foi construída com uma duração de 2^{20} amostras e foi executada a uma taxa de amostragem de 44,1 kHz.

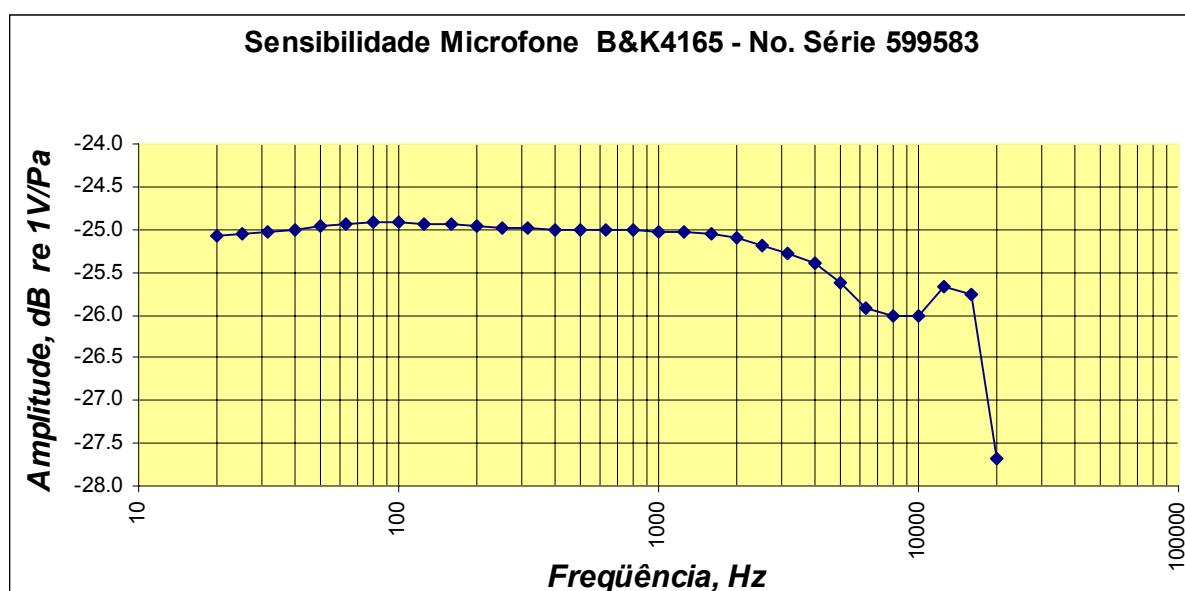


Figura 4.4 - Resultado da calibração do microfone B&K4165 utilizando sinal de excitação no modo Estéreo

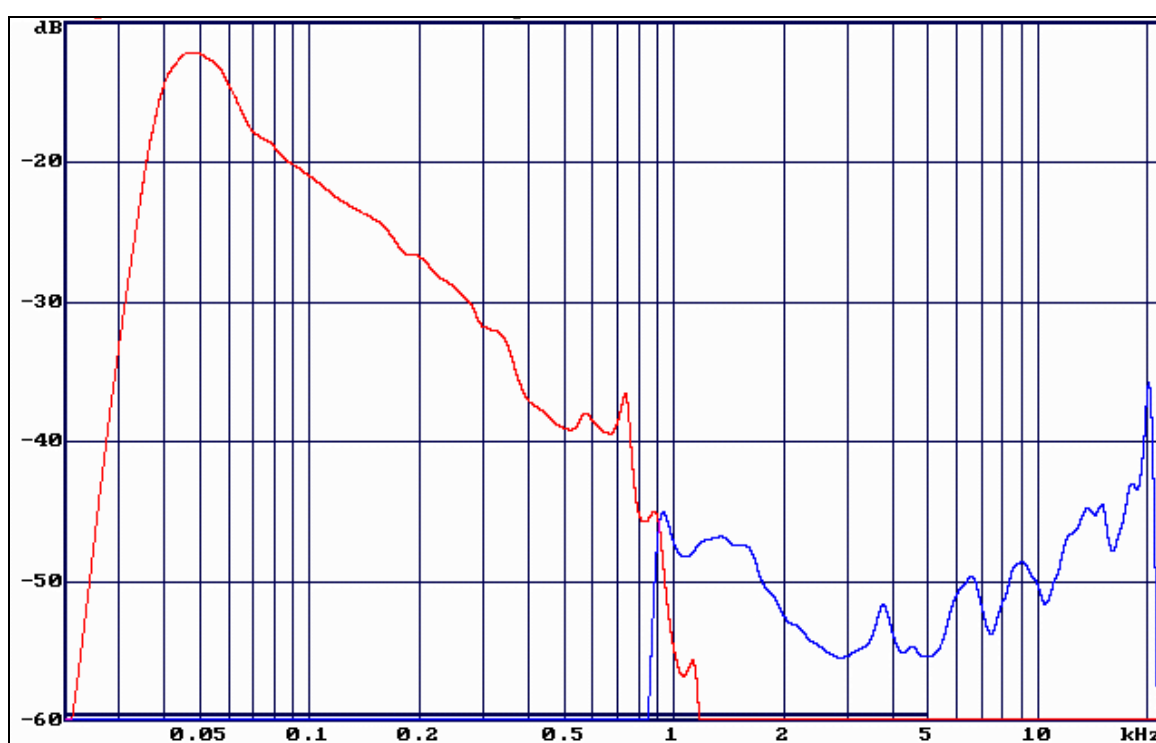


Figura 4.5 – Sinal de excitação Estéreo no domínio da frequência. Curva em vermelho canal 1("woofer"). Curva em azul canal 2 (corneta).

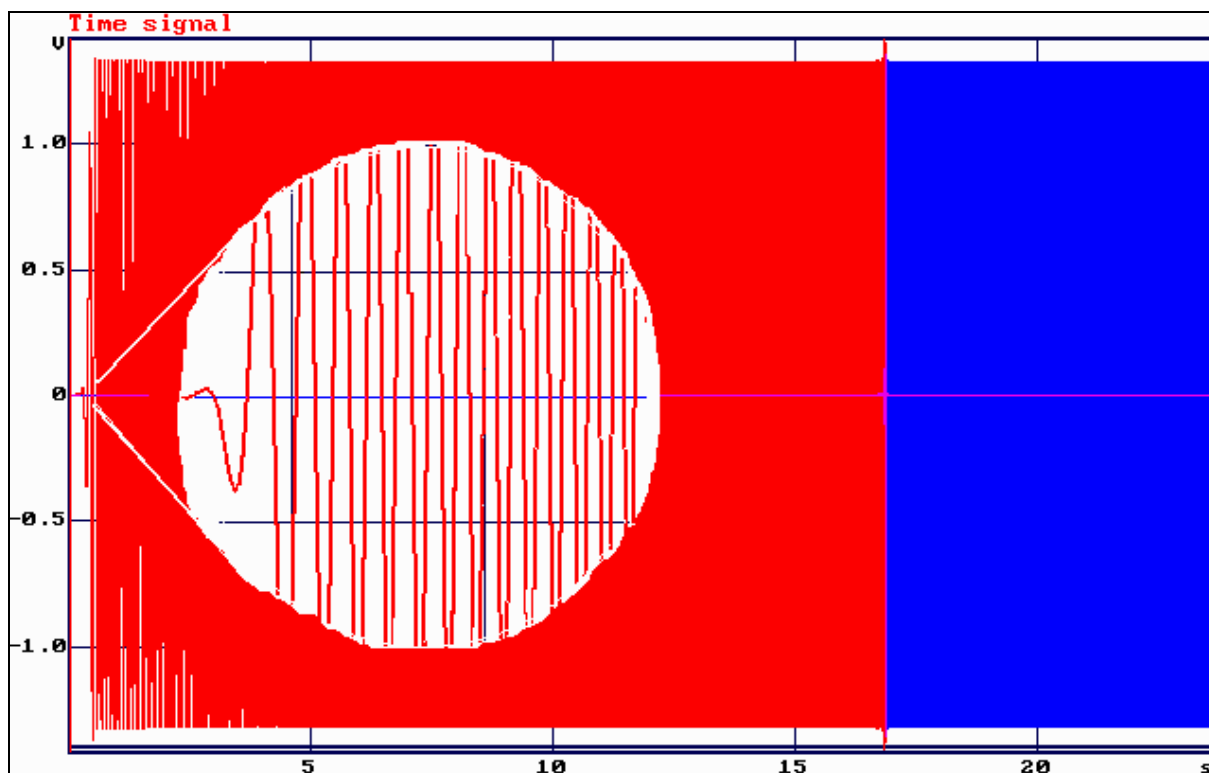


Figura 4.6 – Sinal de excitação Estéreo no domínio do tempo (varredura de senos). Curva em vermelho canal 1. Curva em azul canal 2. O Zoom dá mais detalhe da varredura de senos.

Utilizando o diagrama de medições mostrado na Figura 3.7 obtém-se uma resposta impulsiva ao sinal de excitação que representa todos os possíveis caminhos da onda sonora da fonte até o microfone de referência. Uma função janela Blackman-Harris-4 simétrica foi multiplicada com a resposta impulsiva para suprimir todas as reflexões das paredes da sala conforme mostrado pela Figura 4.7. O resultado desta operação é a resposta impulsiva do som direto.

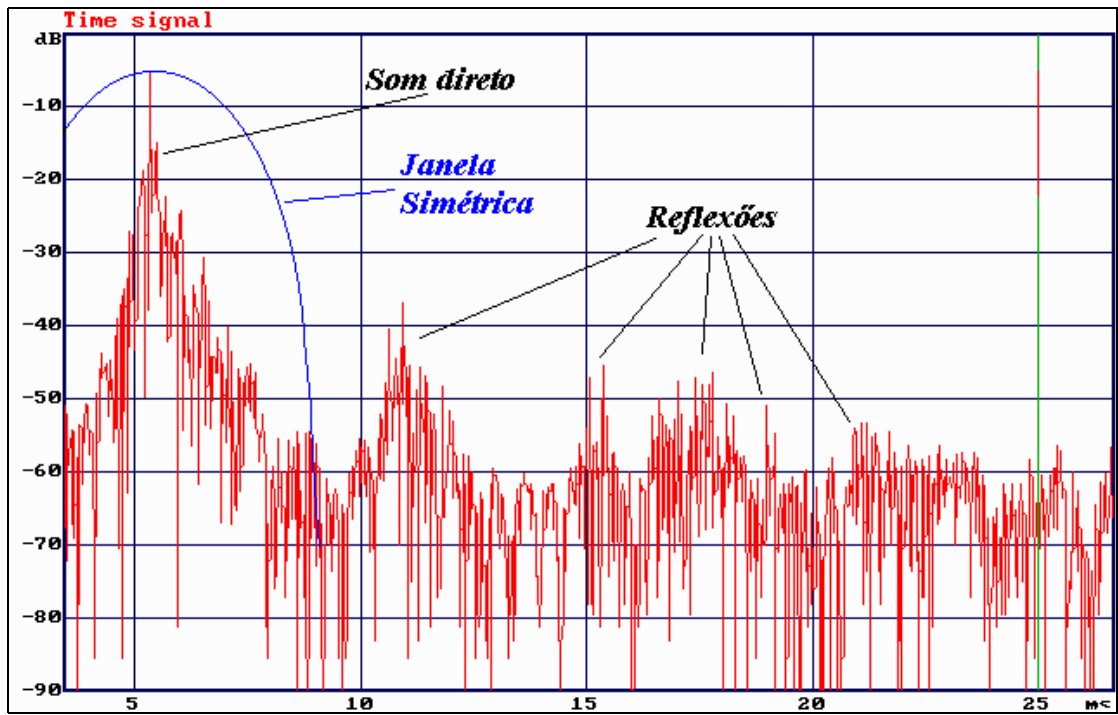


Figura 4.7 – Resposta impulsiva com janela simétrica.

Após a aplicação da função janela, a função de resposta em frequência (FRF) do som direto é obtida por aplicação da técnica de FFT na resposta impulsiva do som direto. Uma suavização da FRF é aplicada para obtenção dos valores centrais dos terços de oitava desejados.

A segunda fase é a substituição do microfone de referência pelo microfone sob teste. Todos os passos prévios são repetidos. A amplitude para cada 1/3 de oitava representa o nível de pressão sonora (NPS) medido pelo microfone de referência (L_{ref}) para a fase 1 e do microfone sob teste (L_t) para a fase 2, respectivamente.

A sensibilidade de campo livre do microfone sob teste ($M_{f,t}$) pode ser determinada somando a sensibilidade de campo livre do microfone de referência ($M_{f,ref}$) pela diferença dos NPS L_t e L_{ref} , como mostrado na Equação (2.25), do Capítulo 2, agora rescrita como Equação (4.1).

$$M_{f,t} = M_{f,ref} + L_t - L_{ref} \quad (4.1)$$

As medições foram realizadas no Physikalisch-Technische Bundesanstalt (PTB) – Alemanha. Foram utilizadas 2 diferentes salas, Studio musical do PTB (Figuras 4.8, 4.9, 4.10 e 4.11) e Câmara reverberante do PTB (Figuras 4.12, 4.13, 4.14 e 4.15). A câmara reverberante possui volume de 204 m³ e área total de superfícies de 210 m².

Para uma melhor confiabilidade nos resultados determinados pelo método proposto, um total de 5 microfones utilizados como microfone sob teste tomaram parte deste trabalho. Um B&K 4180 No. Série 1195956, um B&K 4165 No. Série 599583 e três B&K 4133 Nos. Série 1660001 – 1660002 – 1660003. Os microfones foram calibrados utilizando o método da comparação em câmara anecóica. A tabela 4.1 apresenta as sensibilidades determinadas com o procedimento PTB.



Figura 4.8 – Sistema Microfone-Studio-Altofalante para calibração de microfone pelo método da varredura de senos em campo livre simulado.



Figura 4.9 – Sistema Microfone-Studio-Altofalante para calibração de microfone pelo método da varredura de senos em campo livre simulado.

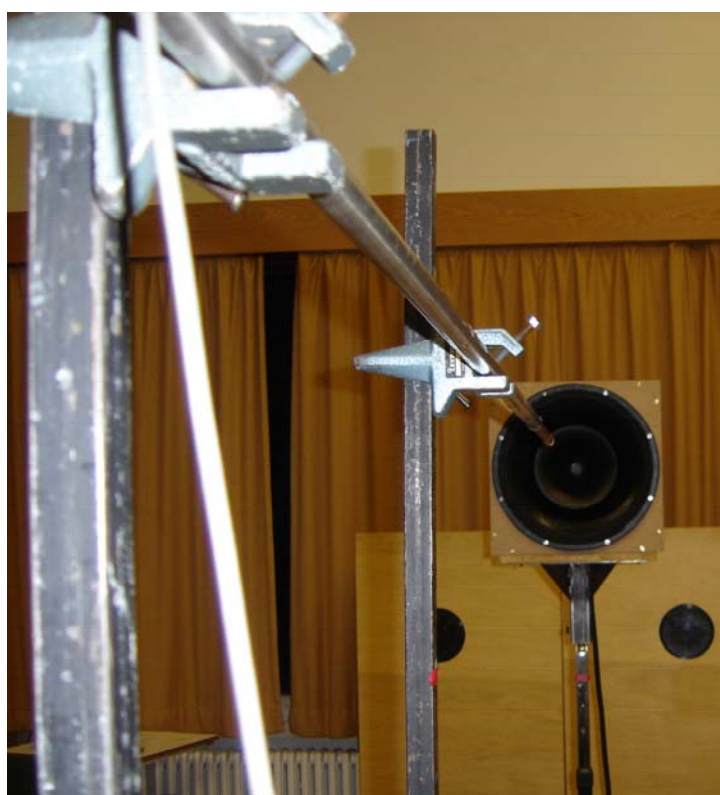


Figura 4.10 – Sistema Microfone-Studio-Altofalante para calibração de microfone pelo método da varredura de senos em campo livre simulado.



Figura 4.11 – Sistema Microfone-Studio-Altofalante para calibração de microfone pelo método da varredura de senos em campo livre simulado.

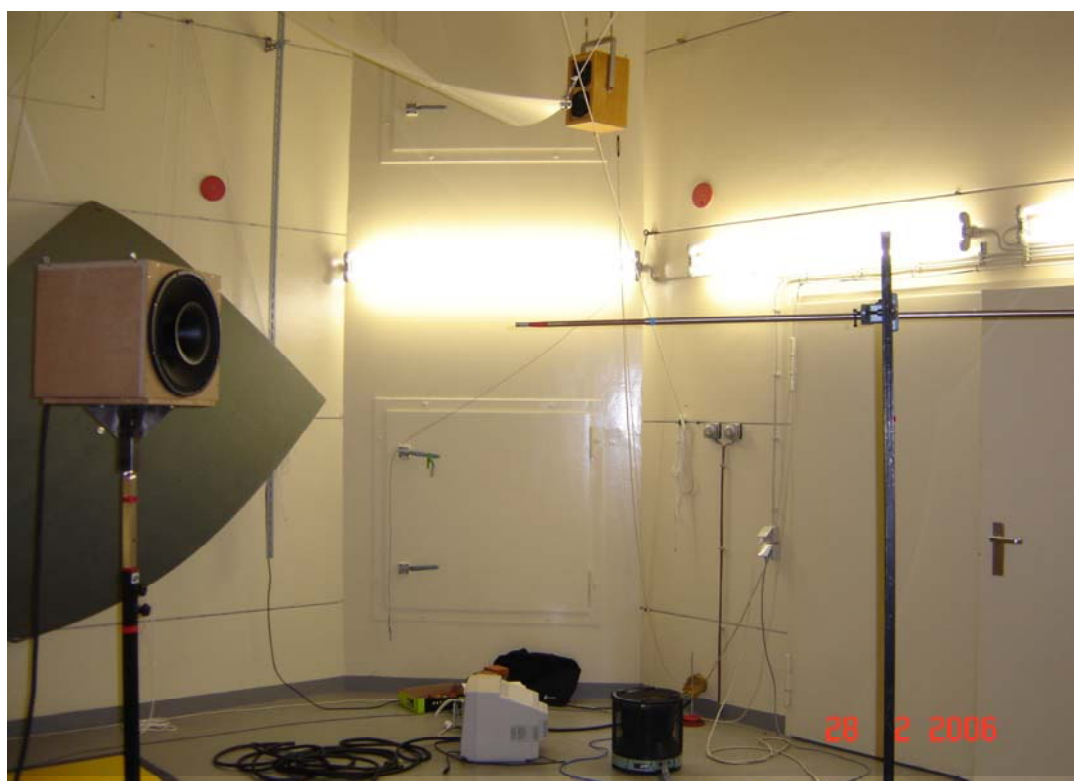


Figura 4.12 – Sistema Microfone-Reverberante-Altofalante para calibração de microfone pelo método da varredura de senos em campo livre simulado.



Figura 4.13 – Sistema Microfone-Reverberante-Altofalante para calibração de microfone pelo método da varredura de senos em campo livre simulado.



Figura 4.14 – Sistema Microfone-Reverberante-Altofalante para calibração de microfone pelo método da varredura de senos em campo livre simulado.

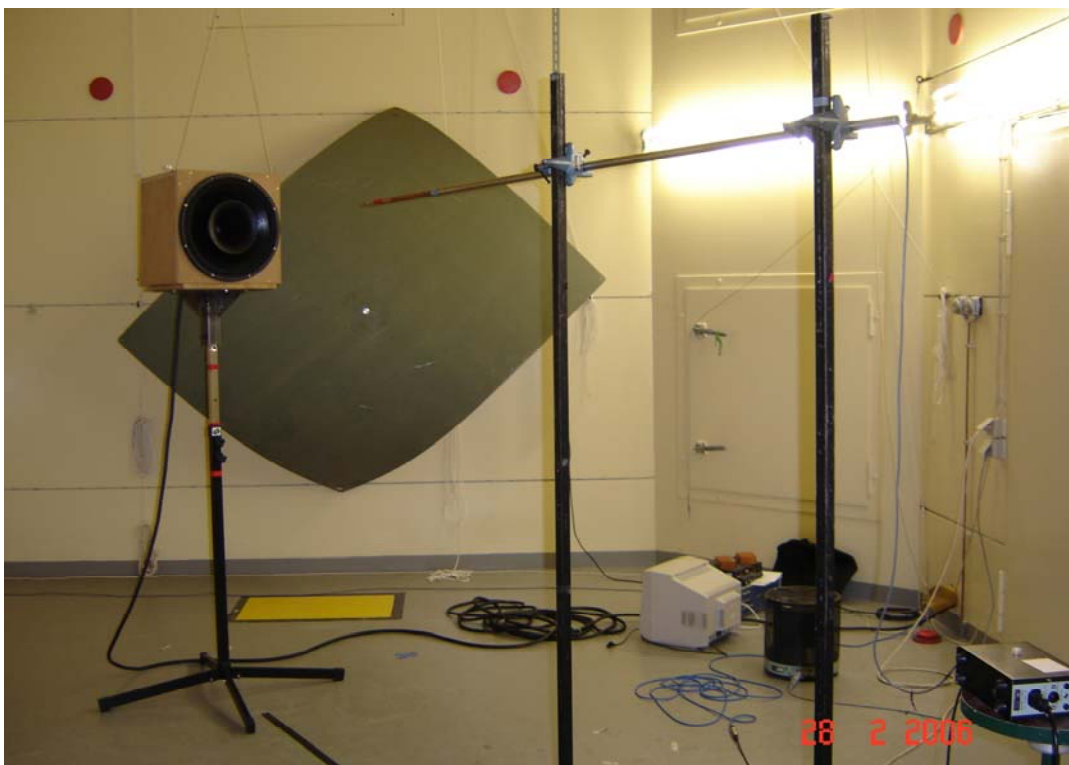


Figura 4.15 – Sistema Microfone-Reverberante-Altifalante para calibração de microfone pelo método da varredura de senos em campo livre simulado.

O microfone utilizado como microfone sob teste é o B&K 4180 No. Série 1503938. Este microfone foi calibrado em campo de pressão pelo método da reciprocidade. Adicionalmente foi aplicado o fator de correção de pressão para campo livre dado pelo Draft IEC 61094-7. A Tabela 4.2 apresenta a sensibilidade do microfone B&K 4180 No. Série 1503938 (calibrado em campo de pressão pelo método da reciprocidade), o fator de correção dado pelo Draft IEC 61094-7 bem como a incerteza deste fator de correção.

Para as medições de resposta impulsiva com o microfone de referência e também com o microfone sob teste foi utilizado o sistema de medições composto por um “Microphone Power Supply B&K 2807”, um *hardware* com conversor AD/DA de 24 bits “RME Multiface”, um *hardware* com conversor AD/DA de 16 bits “ITA ROBO16”, microcomputador e *software* “Monkey Forest”. A Figura 4.16 mostra o B&K2807, a RME Multiface e a ROBO16. A Figura 4.17 mostra o diagrama com o sistema de medição de RI’s em uma sala.

O uso do Microphone Power Supply é necessário para prover alimentação ao pré-amplificador e também fornecer 200 volts tanto ao microfone de referência quanto para os microfones sob teste.

A necessidade de se utilizar a ROBO16 é suprir a deficiência da RME Multiface em não permitir ajustes de ganho de 10 dB via software, além de possuir um amplificador de potência que permite amplificar o sinal de excitação para o alto-falante. A utilização da RME Multiface dá-se pela qualidade dos conversores AD/DA de 24 bits. Os dois *hardwares* são controlados simultaneamente pelo software Monkey Forest.

Tabela 4.1 – Sensibilidades dos microfones sob teste calibrados pelo método da comparação utilizando o procedimento PTB.

Freq(Hz)	PTB4165 dB re 1V/Pa	PTB4133-1 dB re 1V/Pa	PTB4133-2 dB re 1V/Pa	PTB4133-3 dB re 1V/Pa	PTB4180 dB re 1V/Pa	Incerteza PTB dB
25	-24.99	-38.75	-37.42	-37.40	-39.25	0.4
31.5	-25.05	-38.77	-37.42	-37.44	-39.22	0.4
40	-25.06	-38.85	-37.50	-37.53	-39.31	0.4
50	-25.01	-38.79	-37.43	-37.55	-39.22	0.4
63	-25.06	-38.85	-37.48	-37.61	-39.24	0.4
80	-25.05	-38.81	-37.47	-37.64	-39.22	0.4
100	-25.06	-38.83	-37.49	-37.67	-39.22	0.2
125	-25.07	-38.84	-37.51	-37.71	-39.23	0.2
160	-25.06	-38.83	-37.50	-37.71	-39.21	0.2
200	-25.10	-38.87	-37.55	-37.76	-39.25	0.2
250	-25.06	-38.82	-37.56	-37.70	-39.26	0.2
315	-25.08	-38.82	-37.50	-37.70	-39.2	0.2
400	-25.12	-38.8	-37.49	-37.68	-39.19	0.2
500	-25.13	-38.81	-37.50	-37.69	-39.19	0.2
630	-25.14	-38.81	-37.51	-37.70	-39.18	0.2
800	-25.11	-38.79	-37.48	-37.68	-39.14	0.2
1000	-25.13	-38.81	-37.49	-37.69	-39.14	0.2
1250	-25.13	-38.8	-37.48	-37.68	-39.09	0.2
1600	-25.19	-38.79	-37.47	-37.68	-39.02	0.2
2000	-25.20	-38.78	-37.46	-37.68	-38.91	0.2
2500	-25.24	-38.73	-37.41	-37.62	-38.71	0.2
3150	-25.26	-38.71	-37.39	-37.62	-38.47	0.2
4000	-25.41	-38.64	-37.32	-37.57	-38.03	0.2
5000	-25.49	-38.58	-37.26	-37.51	-37.48	0.2
6300	-25.48	-38.48	-37.19	-37.46	-36.5	0.3
8000	-26.02	-38.12	-36.82	-37.16	-35.08	0.3
10000	-26.13	-37.79	-36.62	-36.92	-33.36	0.3
12500	-25.29	-37.69	-36.59	-36.82	-31.43	0.4
16000	-25.46	-37.38	-36.39	-36.65	-29.87	0.4
20000	-27.36	-37.23	-36.38	-36.55	-30.48	0.4

Tabela 4.2 – Sensibilidade do microfone B&K4180 – 1503938 calibrado por reciprocidade em campo de pressão. Fator de correção de pressão para campo livre (Draft IEC 61094-7) e Incerteza fator correção de pressão para campo livre.

Freq(Hz)	Sensib. Pressão B&K4180-1503938	Fator Correção pressão p/ Livre	Incerteza Fator Correção
20	-39.05	0.000	0.000
25	-39.06	0.000	0.000
31.5	-39.06	0.000	0.000
40	-39.07	0.000	0.000
50	-39.08	0.000	0.000
63	-39.08	0.000	0.000
80	-39.08	0.000	0.000
100	-39.09	0.000	0.000
125	-39.09	0.000	0.000
160	-39.09	0.000	0.000
200	-39.10	0.000	0.000
250	-39.10	0.000	0.000
315	-39.10	0.000	0.000
400	-39.10	0.000	0.000
500	-39.10	0.000	0.000
630	-39.11	0.000	0.000
800	-39.10	0.000	0.000
1000	-39.10	0.080	0.060
1250	-39.10	0.120	0.044
1600	-39.09	0.192	0.071
2000	-39.07	0.281	0.097
2500	-39.05	0.422	0.112
3150	-39.01	0.662	0.123
4000	-38.95	1.032	0.120
5000	-38.85	1.562	0.108
6300	-38.70	2.394	0.122
8000	-38.48	3.619	0.170
10000	-38.21	5.125	0.272
12500	-37.95	6.924	0.333
16000	-38.08	8.569	0.229
20000	-39.33	9.037	0.167

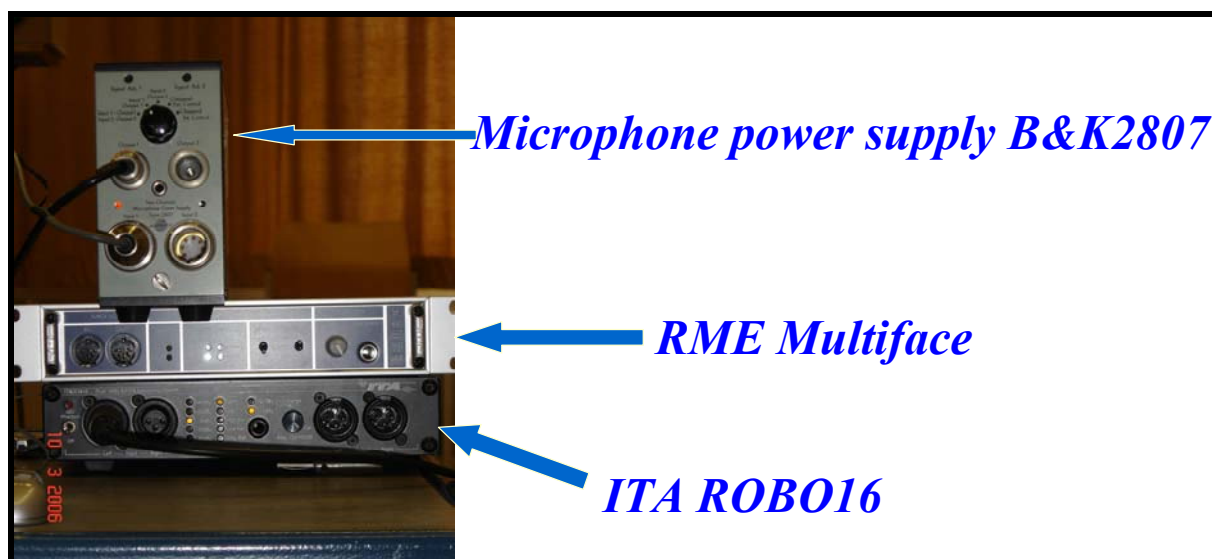


Figura 4.16 – Hardwares utilizados no sistema de medição de Respostas Impulsivas para o método da varredura de senos em campo livre simulado.

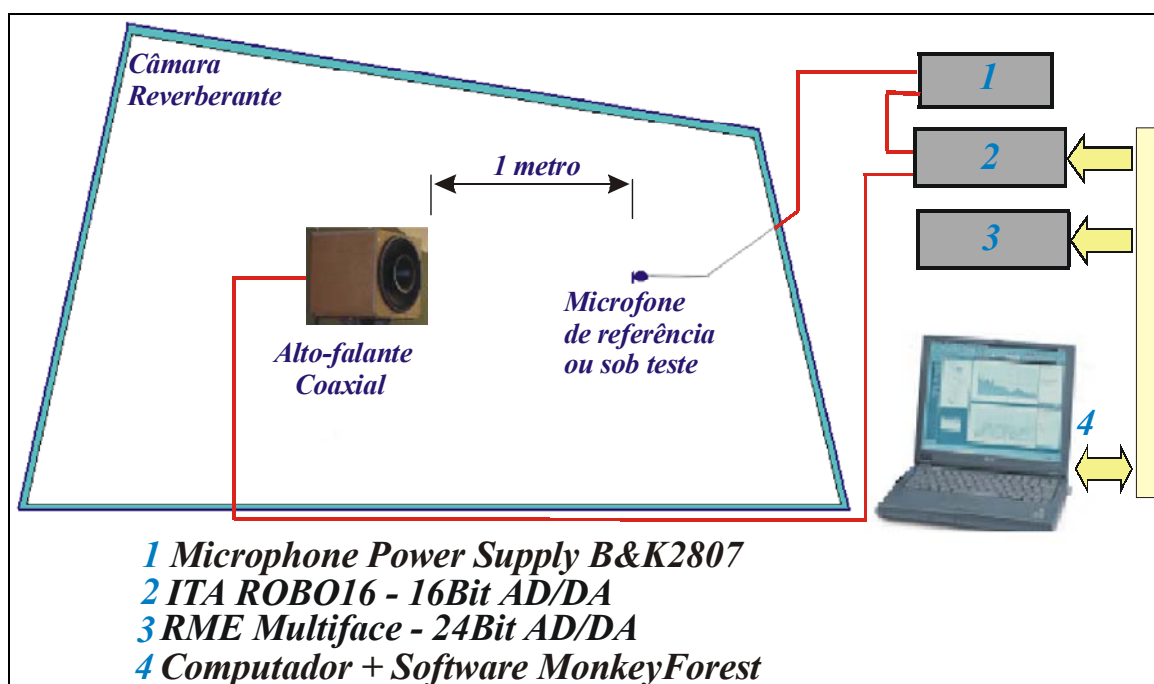


Figura 4.17 – Diagrama do sistema de medição de Respostas Impulsivas para o método da comparação utilizando varredura de senos em campo livre simulado.

4.2.2 Não-uniformidade do campo livre simulado

Foram realizadas medições para quantificar o campo sonoro livre quando utiliza-se o método da comparação com varredura de senos. Esta medição segue a orientação proposta no relatório *EUROMET Project 400* [13] para o método clássico da comparação em campo livre utilizando uma câmara anecóica. A técnica utilizada para quantificar a não-uniformidade do

campo livre é a do “rms deviation” (*rmsd*) proposta por *DELANY & BAZLEY* [35], sugerida por [13].

Em condições de campo livre e no campo afastado, o que se espera é que a onda sonora emitida por uma fonte pontual obedeça a lei do inverso da distância ($1/r$). Isto implica no decaimento do nível de pressão sonora de 6 dB com o dobro da distância “ r ”.

A idéia é verificar a não-uniformidade do campo sonoro no entorno da posição (1 metro do alto-falante) onde o microfone de referência e sob teste devem permanecer durante o procedimento de calibração. O intervalo de pontos onde as RI’s devem ser medidas tem início a 0,85 metro do alto-falante coaxial e, em passos de 2 milímetros, se estende até o ponto 1,15 metro do alto-falante coaxial.

Tomadas as RI’s que representam cada ponto distante do alto-falante coaxial deve-se aplicar a função janela para suprimir as reflexões sonoras. Aplicando a FFT é possível determinar o nível de pressão sonora (NPS) em cada um dos pontos distantes do alto-falante coaxial para cada terço de oitava. Ajustando os pontos por meio de uma reta (regressão linear) é possível utilizar a Equação (4.2) para determinar o valor do “desvio rms – *rmsd*” do campo sonoro livre criado pela aplicação da função janela:

$$rmsd = \left[\frac{\sum_{i=1}^N \|Regr.Linear_i - Lei\ 1/r_i\|^2}{N} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (4.2)$$

onde:

N : é o número de pontos medidos;

r : é a distância até o alto-falante coaxial;

$Lei\ 1/r_i$: é o i -ésimo ponto da reta que representa a Lei do inverso da distância;

$Regr.Linear_i$: é o i -ésimo ponto da reta que ajusta os pontos medidos.

A Figura 4.18 até 4.48 mostra os NPS’s normalizados em 1,00 metro de distância do alto-falante. Estes NPS’s (*Pts medidos*) são plotados entre 0,85 metro e 1,15 metro do alto-falante coaxial. Também é mostrada a reta que ajusta os NPS’s medidos por meio de regressão linear (*Linear (Pts medidos)*). Por último, a reta que representa a Lei do inverso da distância (*Lei $1/r$*) é também apresentada, para cada terço de oitava.

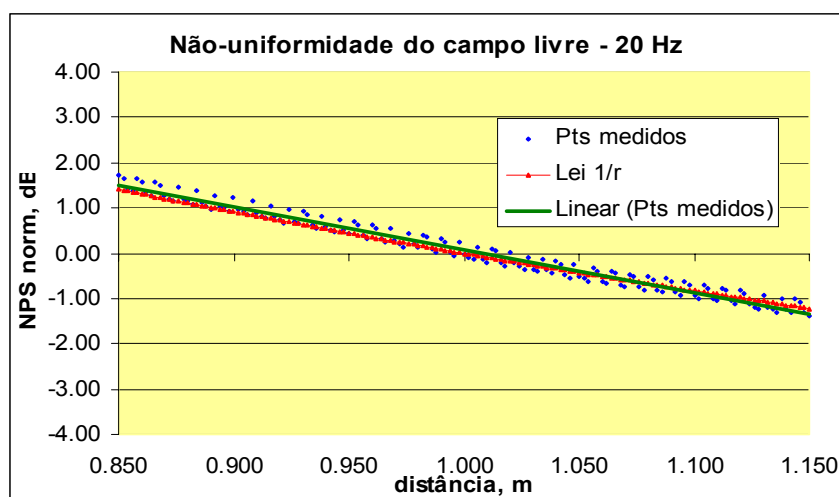


Figura 4.18 – NPS's normalizados em 1 metro de distância do alto-falante, Lei do inverso da distância $1/r$ e regressão linear dos NPS's medidos.

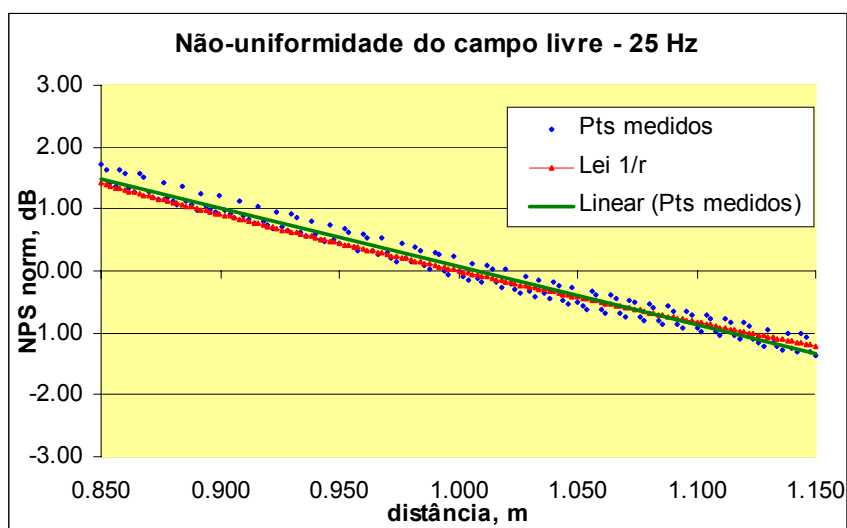


Figura 4.19 – NPS's normalizados em 1 metro de distância do alto-falante, Lei do inverso da distância $1/r$ e regressão linear dos NPS's medidos.

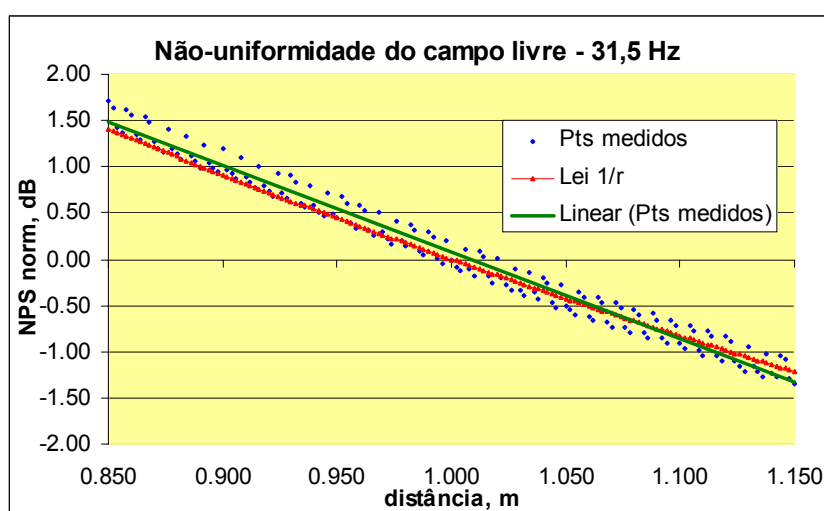


Figura 4.20 – NPS's normalizados em 1 metro de distância do alto-falante, Lei do inverso da distância $1/r$ e regressão linear dos NPS's medidos.

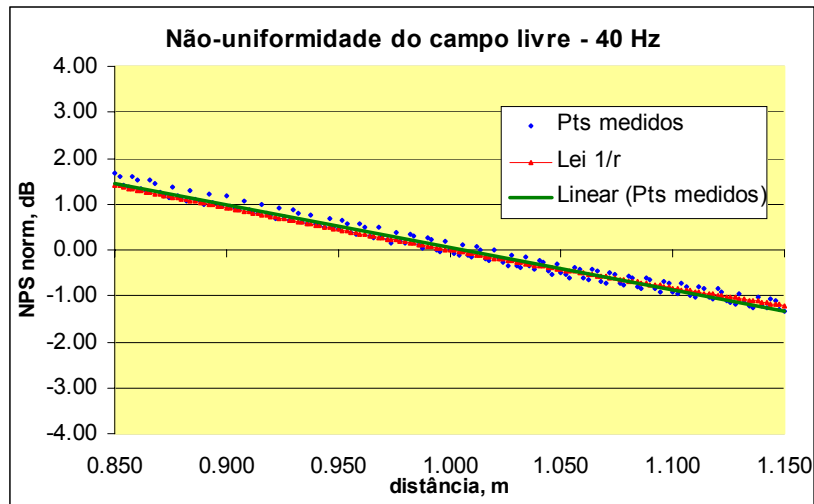


Figura 4.21 – NPS's normalizados em 1 metro de distância do alto-falante, Lei do inverso da distância $1/r$ e regressão linear dos NPS's medidos.

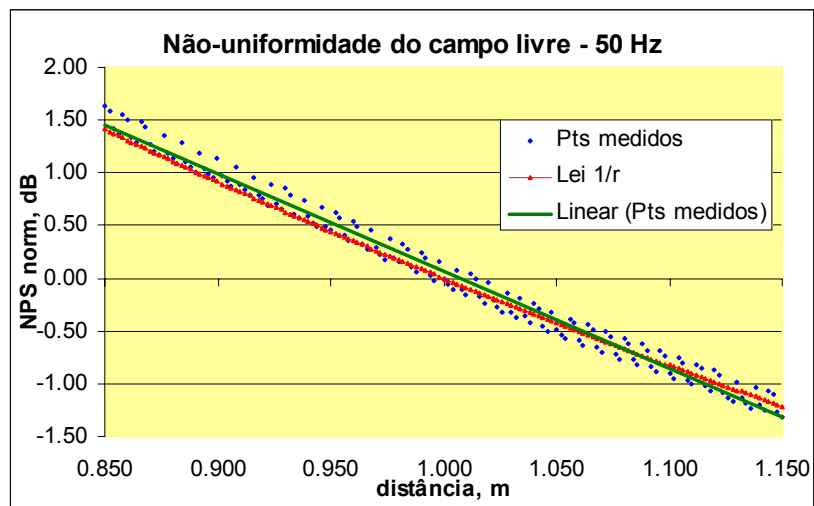


Figura 4.22 – NPS's normalizados em 1 metro de distância do alto-falante, Lei do inverso da distância $1/r$ e regressão linear dos NPS's medidos.

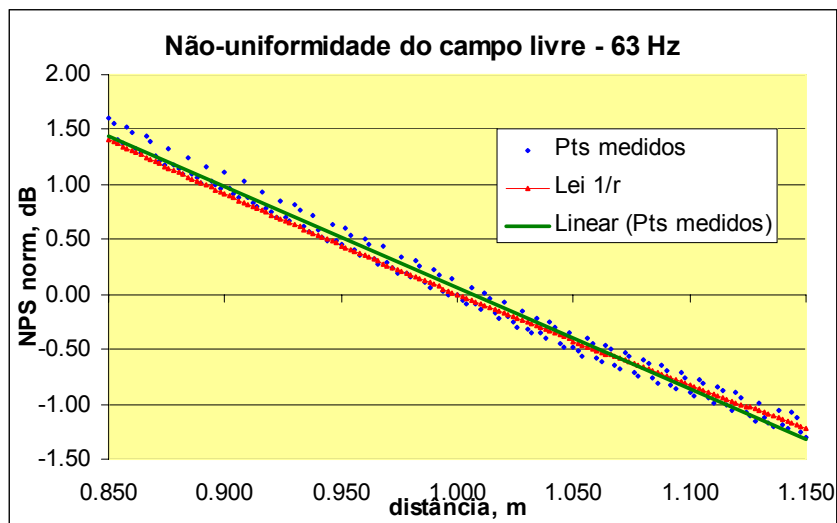


Figura 4.23 – NPS's normalizados em 1 metro de distância do alto-falante, Lei do inverso da distância $1/r$ e regressão linear dos NPS's medidos.

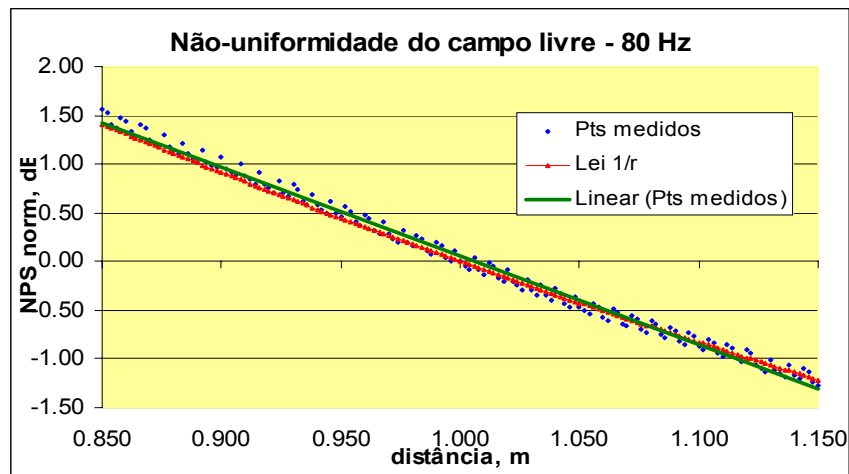


Figura 4.24 – NPS's normalizados em 1 metro de distância do alto-falante, Lei do inverso da distância $1/r$ e regressão linear dos NPS's medidos.

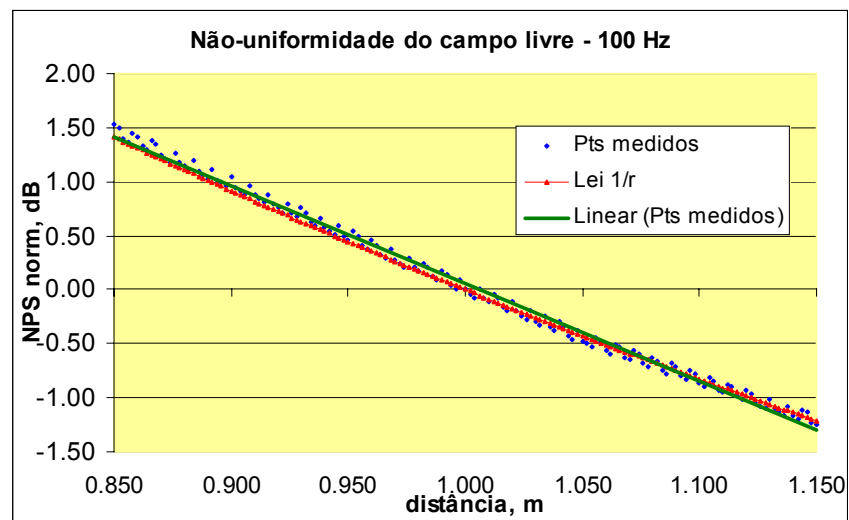


Figura 4.25 – NPS's normalizados em 1 metro de distância do alto-falante, Lei do inverso da distância $1/r$ e regressão linear dos NPS's medidos.

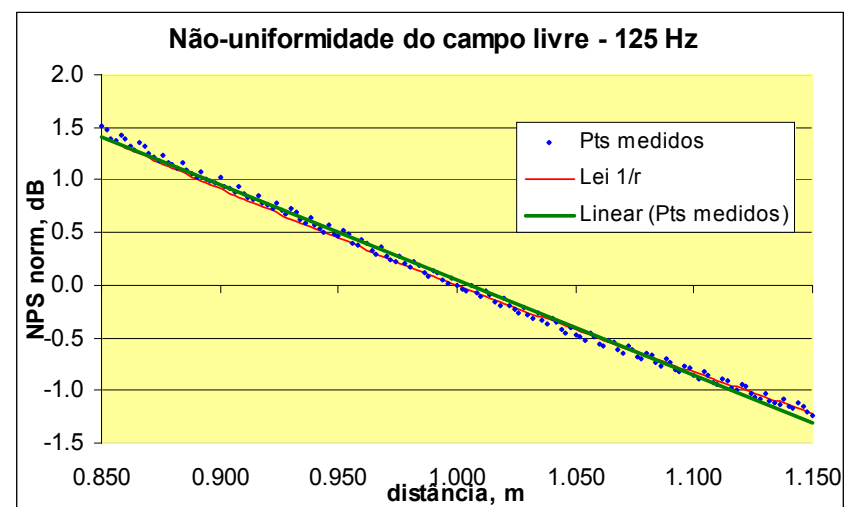


Figura 4.26 – NPS's normalizados em 1 metro de distância do alto-falante, Lei do inverso da distância $1/r$ e regressão linear dos NPS's medidos.

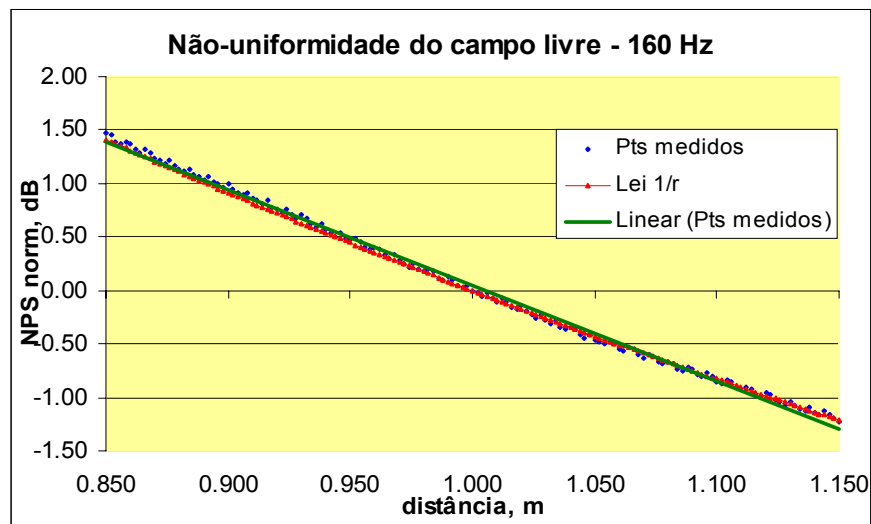


Figura 4.27 – NPS's normalizados em 1 metro de distância do alto-falante, Lei do inverso da distância 1/r e regressão linear dos NPS's medidos.

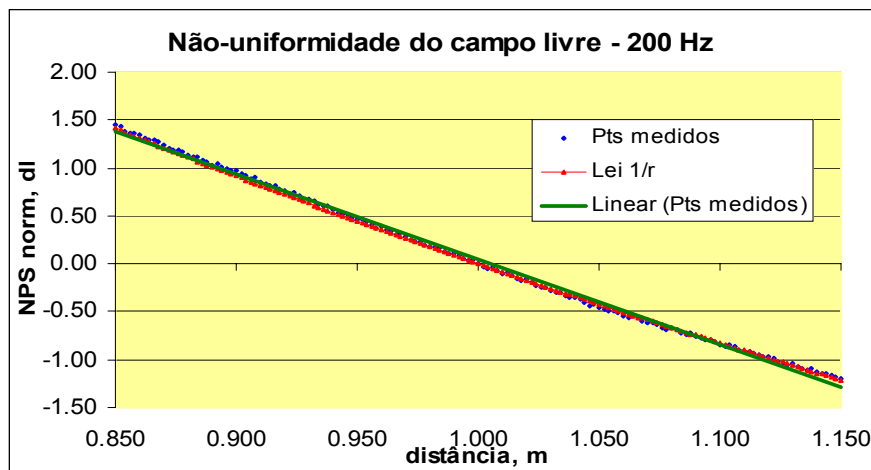


Figura 4.28 – NPS's normalizados em 1 metro de distância do alto-falante, Lei do inverso da distância 1/r e regressão linear dos NPS's medidos.

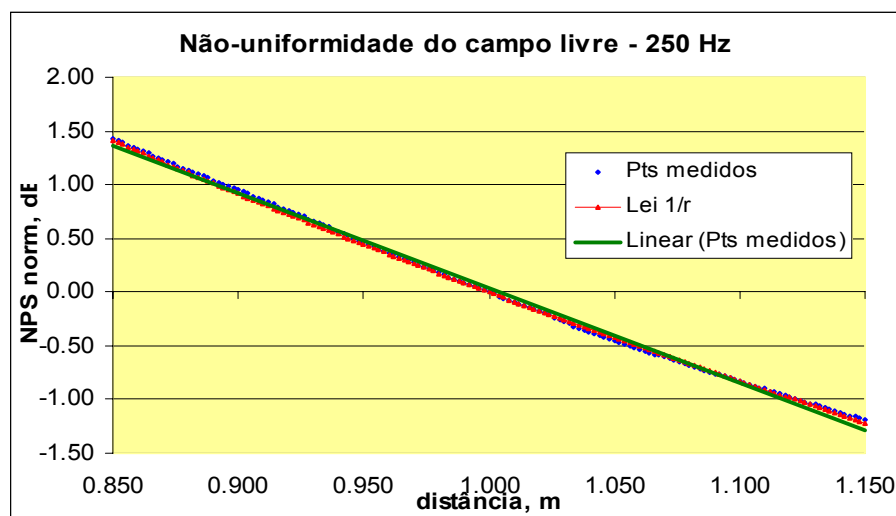


Figura 4.29 – NPS's normalizados em 1 metro de distância do alto-falante, Lei do inverso da distância 1/r e regressão linear dos NPS's medidos.

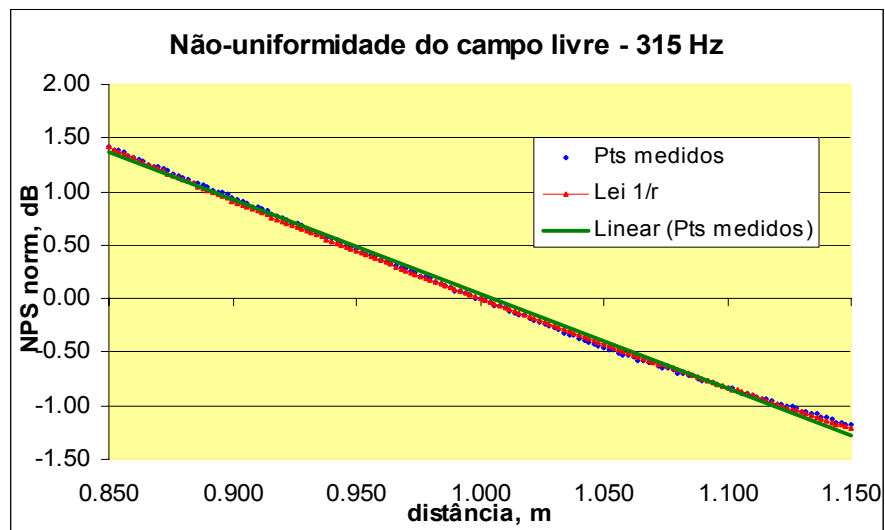


Figura 4.30 – NPS's normalizados em 1 metro de distância do alto-falante, Lei do inverso da distância 1/r e regressão linear dos NPS's medidos.

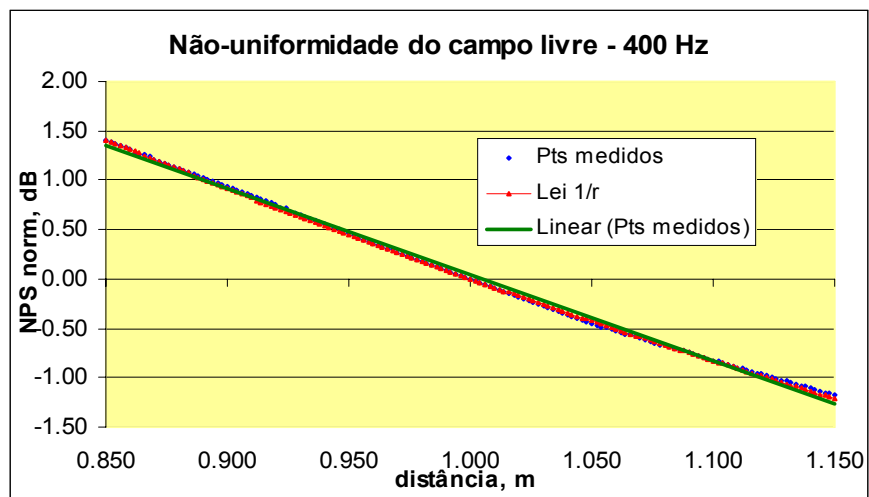


Figura 4.31– NPS's normalizados em 1 metro de distância do alto-falante, Lei do inverso da distância 1/r e regressão linear dos NPS's medidos.

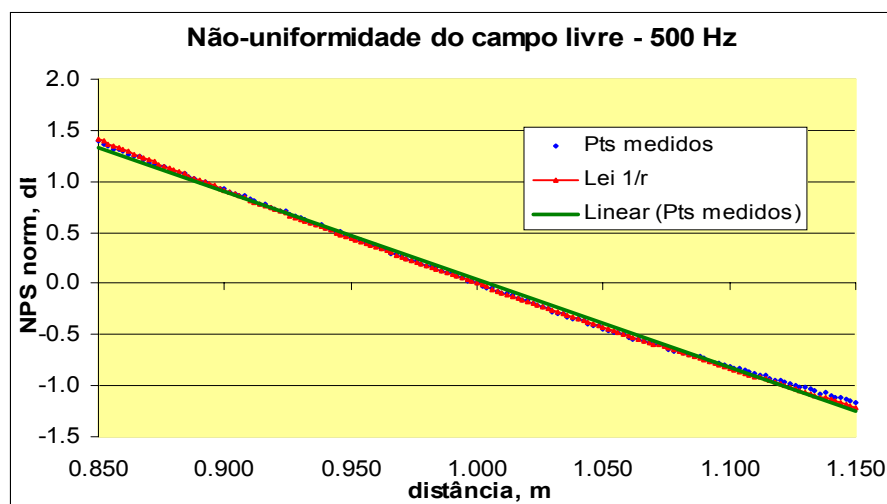


Figura 4.32 – NPS's normalizados em 1 metro de distância do alto-falante, Lei do inverso da distância 1/r e regressão linear dos NPS's medidos.

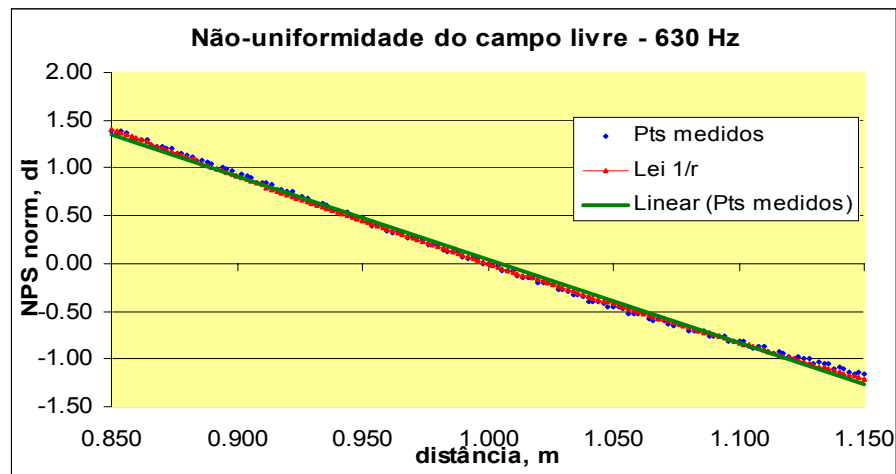


Figura 4.33 – NPS's normalizados em 1 metro de distância do alto-falante, Lei do inverso da distância $1/r$ e regressão linear dos NPS's medidos.

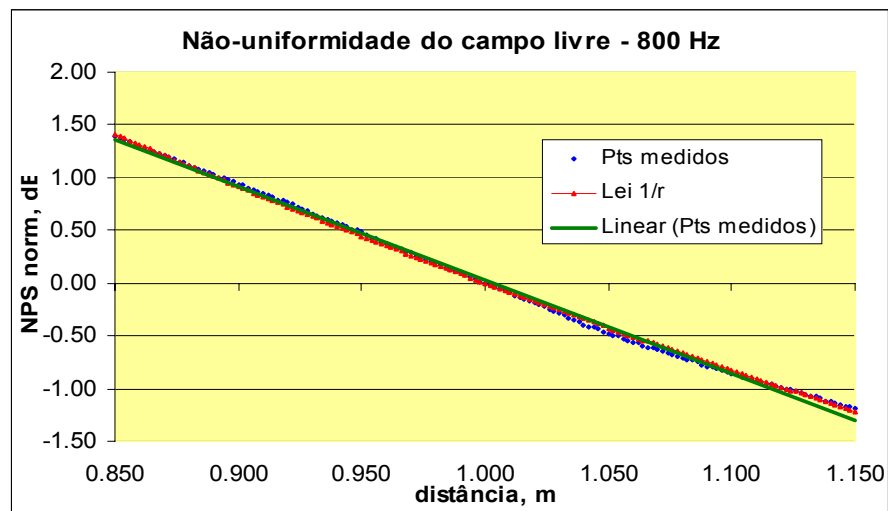


Figura 4.34 – NPS's normalizados em 1 metro de distância do alto-falante, Lei do inverso da distância $1/r$ e regressão linear dos NPS's medidos.

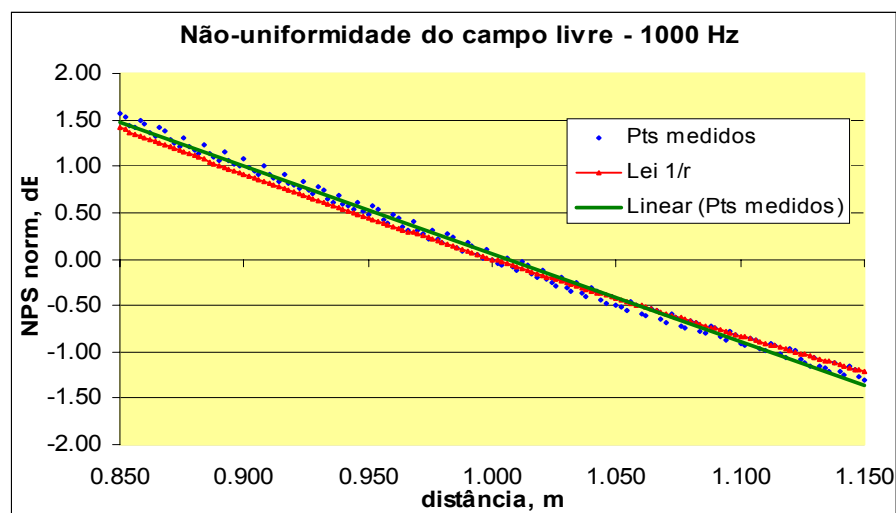


Figura 4.35 – NPS's normalizados em 1 metro de distância do alto-falante, Lei do inverso da distância $1/r$ e regressão linear dos NPS's medidos.

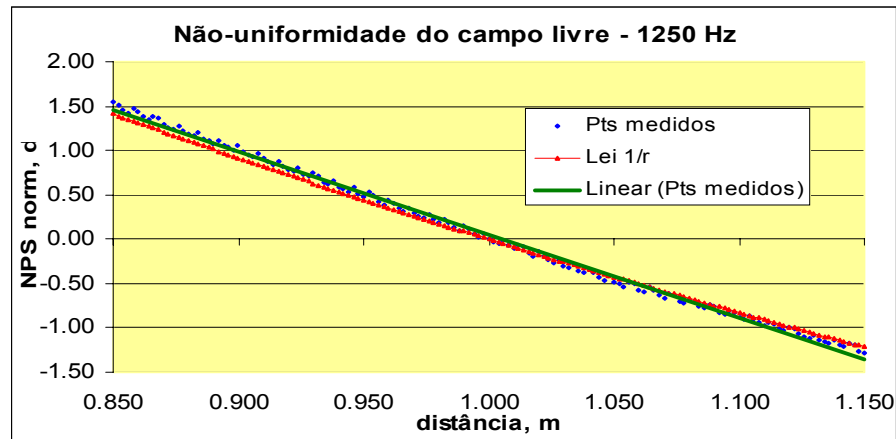


Figura 4.36 – NPS's normalizados em 1 metro de distância do alto-falante, Lei do inverso da distância $1/r$ e regressão linear dos NPS's medidos.

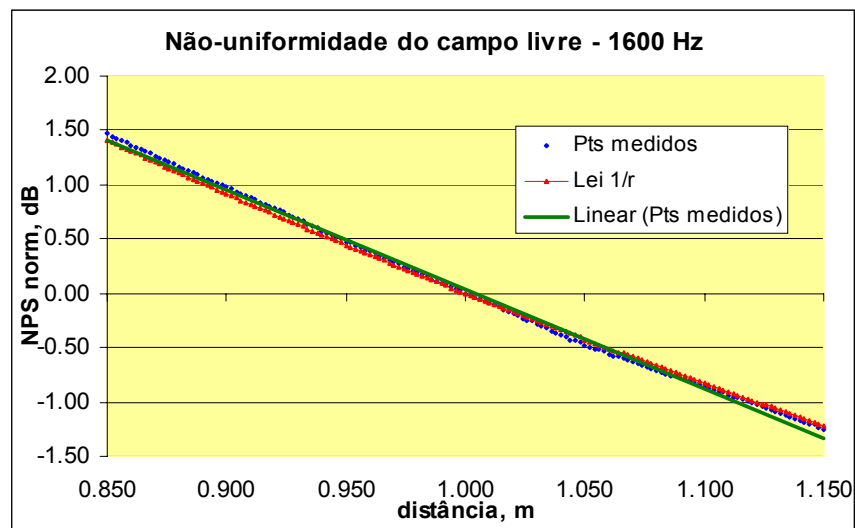


Figura 4.37 – NPS's normalizados em 1 metro de distância do alto-falante, Lei do inverso da distância $1/r$ e regressão linear dos NPS's medidos.

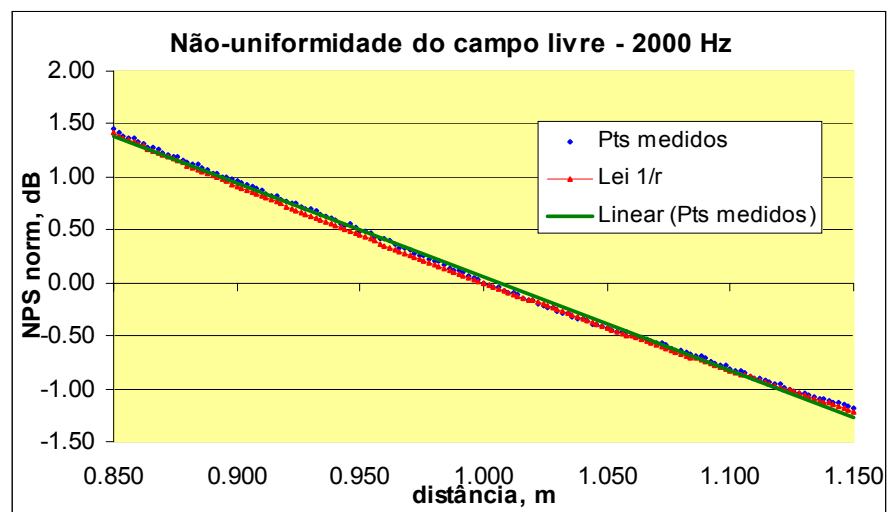


Figura 4.38 – NPS's normalizados em 1 metro de distância do alto-falante, Lei do inverso da distância $1/r$ e regressão linear dos NPS's medidos.

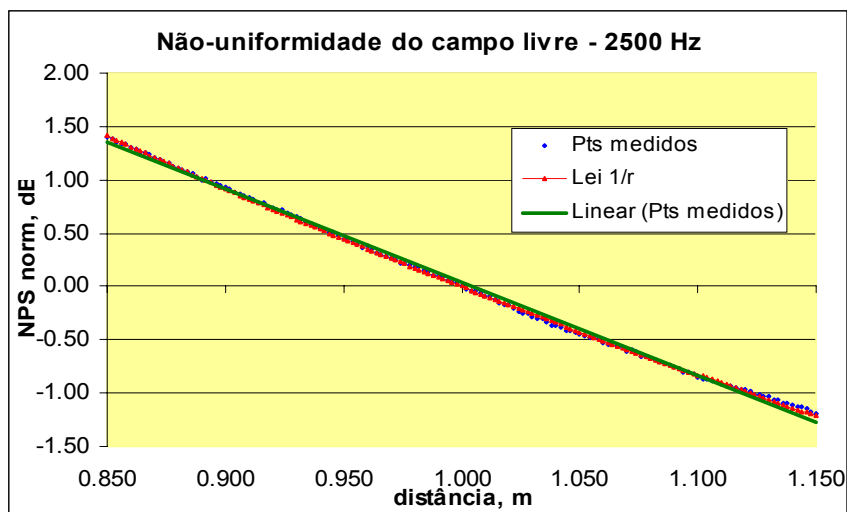


Figura 4.39 – NPS's normalizados em 1 metro de distância do alto-falante, Lei do inverso da distância $1/r$ e regressão linear dos NPS's medidos.

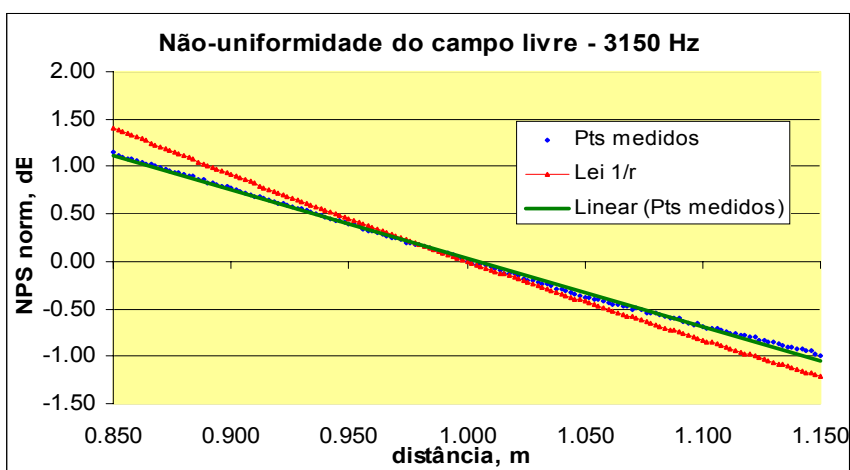


Figura 4.40 – NPS's normalizados em 1 metro de distância do alto-falante, Lei do inverso da distância $1/r$ e regressão linear dos NPS's medidos.

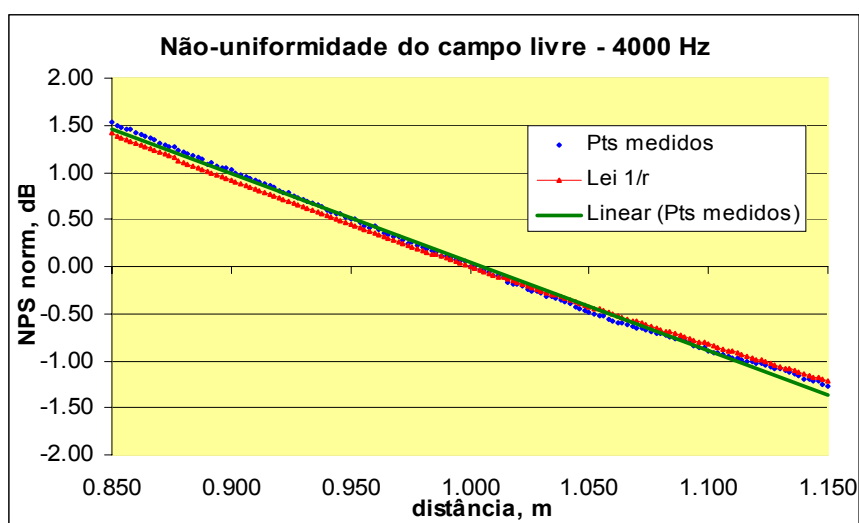


Figura 4.41 – NPS's normalizados em 1 metro de distância do alto-falante, Lei do inverso da distância $1/r$ e regressão linear dos NPS's medidos.

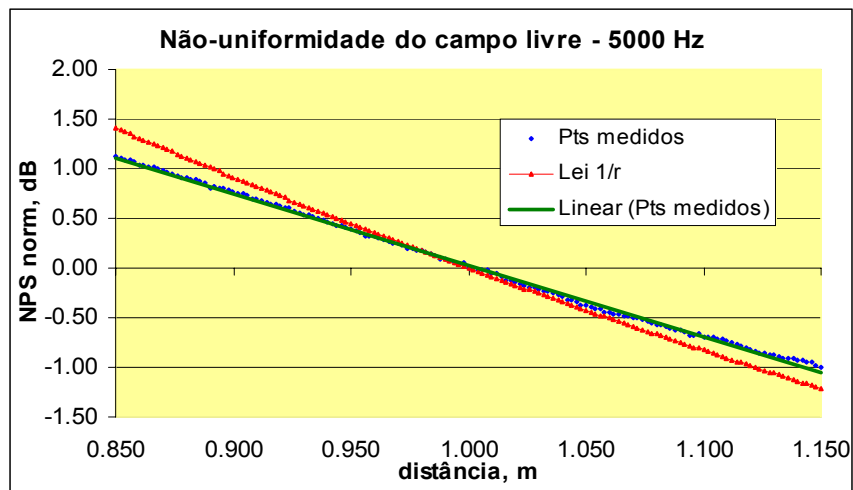


Figura 4.42 – NPS's normalizados em 1 metro de distância do alto-falante, Lei do inverso da distância 1/r e regressão linear dos NPS's medidos.

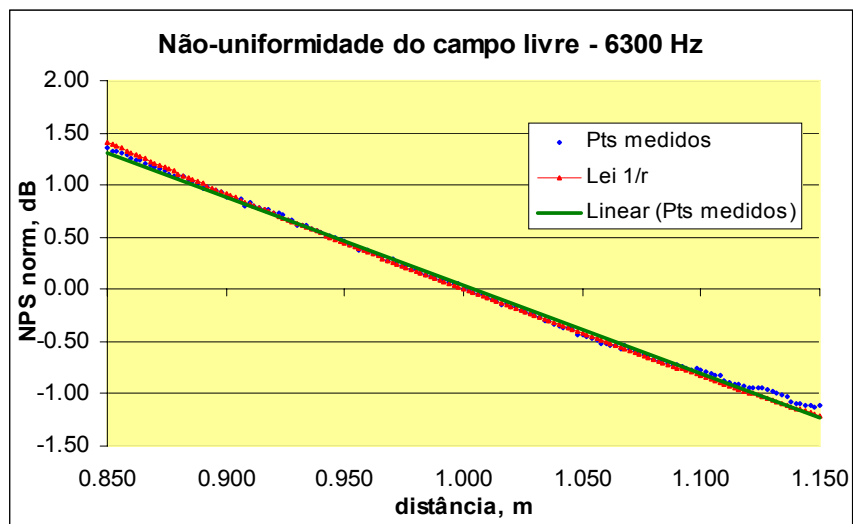


Figura 4.43 – NPS's normalizados em 1 metro de distância do alto-falante, Lei do inverso da distância 1/r e regressão linear dos NPS's medidos.

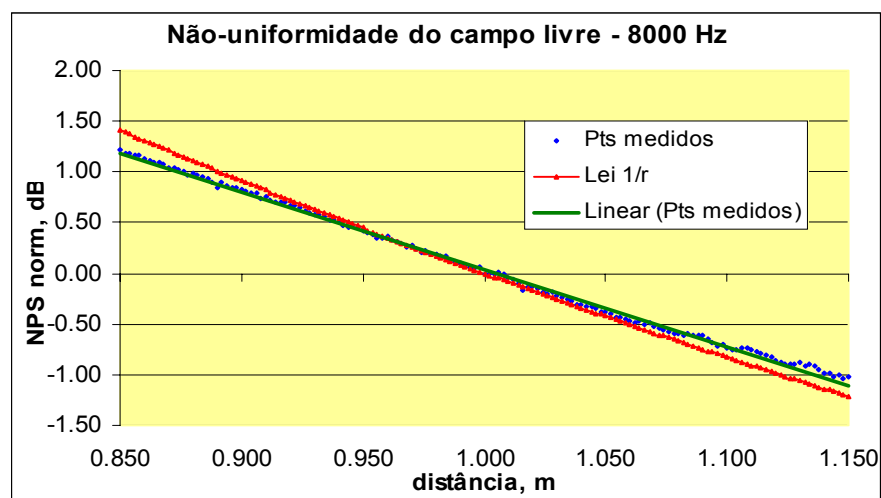


Figura 4.44 – NPS's normalizados em 1 metro de distância do alto-falante, Lei do inverso da distância 1/r e regressão linear dos NPS's medidos.

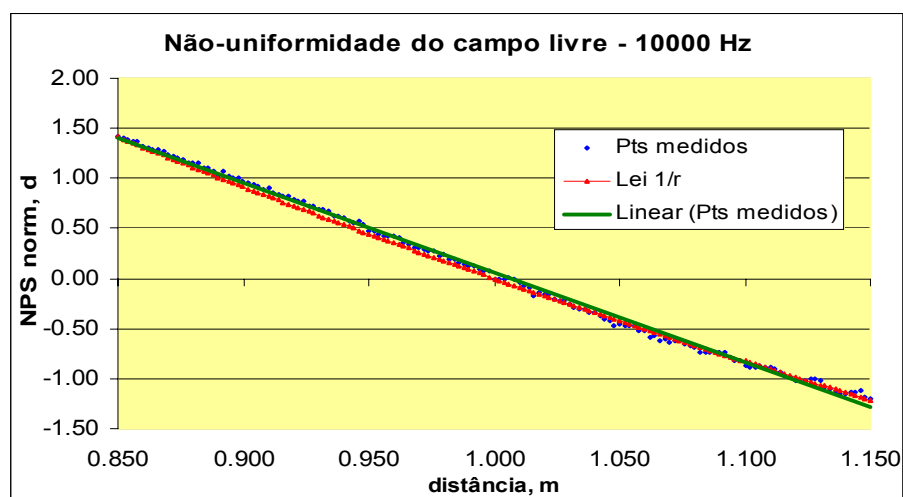


Figura 4.45 – NPS's normalizados em 1 metro de distância do alto-falante, Lei do inverso da distância 1/r e regressão linear dos NPS's medidos.

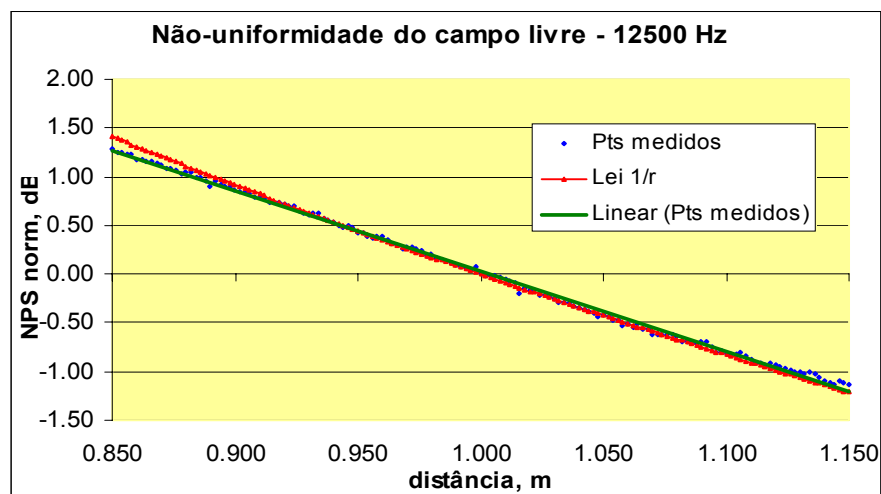


Figura 4.46 – NPS's normalizados em 1 metro de distância do alto-falante, Lei do inverso da distância 1/r e regressão linear dos NPS's medidos.

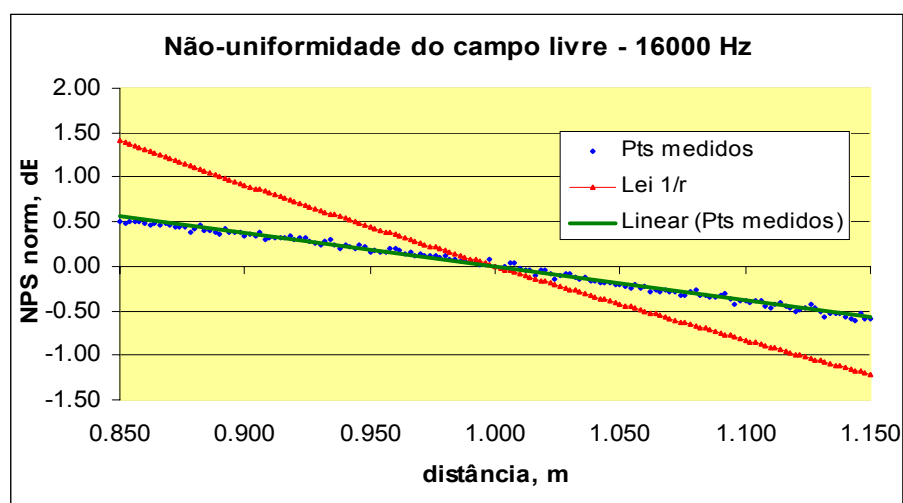


Figura 4.47– NPS's normalizados em 1 metro de distância do alto-falante, Lei do inverso da distância 1/r e regressão linear dos NPS's medidos.

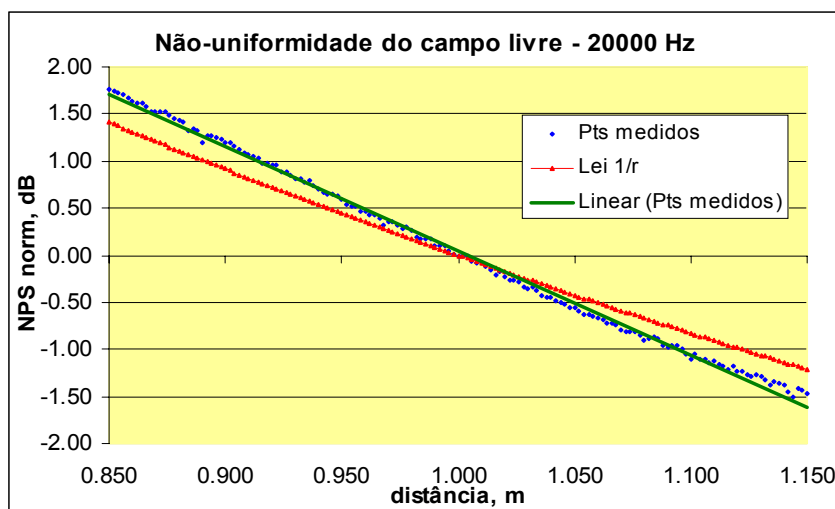


Figura 4.48 – NPS's normalizados em 1 metro de distância do alto-falante, Lei do inverso da distância $1/r$ e regressão linear dos NPS's medidos.

Para uma análise mais segura da não-uniformidade do campo sonoro foram realizadas 3 medições de *rmsd* no Studio e mais 3 medições de *rmsd* na Câmara Reverberante, onde cada medição tomou um dia completo. Com isto é possível estimar a repetitividade das medições de *rmsd*. A Tabela 4.3 apresenta os valores de *rmsd* determinados no Studio e na Câmara Reverberante, bem como os Desvios Padrão das 3 medições em cada sala. A Figura 4.49 apresenta o valor do *rmsd* determinado no Studio e também na Câmara Reverberante.

Nota-se que nas frequências de 1 kHz, 3,15 kHz, 5 kHz e 8 kHz o valor determinado para o *rmsd* não é tão elevado, mas para 16 kHz e 20 kHz os valores de *rmsd* são significativamente altos, indicando que o campo sonoro não é perfeitamente livre na região considerada. Estes valores serão discutidos novamente quando a análise de incerteza do método proposto for abordada.

Tabela 4.3 – *rmsd* determinado no Studio e Câmara Reverberante, bem como os desvios
Padrão das 3 medições de *rmsd* no Studio e Câmara Reverberante.

FREQ(Hz)	<i>rmsd</i> Studio (dB)	Desvio Padrão Studio (dB)	<i>rmsd</i> Reverb (dB)	Desvio Padrão Reverb (dB)
20	0.14	0.03	0.12	0.03
25	0.14	0.04	0.11	0.03
31.5	0.13	0.03	0.16	0.11
40	0.11	0.03	0.10	0.03
50	0.10	0.03	0.08	0.02
63	0.09	0.02	0.07	0.02
80	0.07	0.02	0.06	0.02
100	0.06	0.01	0.06	0.01
125	0.05	0.01	0.05	0.01
160	0.05	0.01	0.04	0.01
200	0.04	0.01	0.04	0.01
250	0.04	0.01	0.04	0.01
315	0.03	0.00	0.04	0.01
400	0.03	0.01	0.04	0.01
500	0.03	0.01	0.03	0.00
630	0.05	0.01	0.04	0.01
800	0.05	0.01	0.04	0.01
1000	0.09	0.01	0.08	0.01
1250	0.07	0.01	0.07	0.00
1600	0.05	0.01	0.05	0.01
2000	0.04	0.01	0.04	0.01
2500	0.03	0.01	0.03	0.00
3150	0.13	0.01	0.13	0.01
4000	0.09	0.02	0.06	0.03
5000	0.12	0.01	0.13	0.01
6300	0.05	0.01	0.04	0.01
8000	0.08	0.02	0.09	0.02
10000	0.08	0.03	0.05	0.02
12500	0.05	0.01	0.05	0.01
16000	0.41	0.02	0.44	0.02
20000	0.32	0.04	0.23	0.08



Figura 4.49 – Valor médio das três medições de *rmsd* no Studio e na Câmara Reverberante.

4.2.3 Resultados obtidos

Como forma de avaliar a influência de diferentes salas (Studio e C. Reverberante) no resultado da calibração dos diferentes microfones sob teste, primeiramente foram realizadas no Studio dez replicações da calibração de cada microfone sob teste. Após esta fase, o sistema de medição foi desmontado e montado na câmara reverberante onde deu-se novamente a série de dez replicações da calibração dos microfones sob teste.

Os resultados destas calibrações dos cinco microfones sob teste são apresentados graficamente sob a forma de desvio em relação à sensibilidade determinada pelo procedimento PTB. As Figuras 4.50, 4.51, 4.52, 4.53 e 4.54, respectivamente, representam estes desvios para os microfones B&K 4180 – 1195956, B&K 4165 – 599583, B&K 4133 – 1660001, B&K 4133 – 1660002 e B&K 4133 – 1660003. Zero dB significa que o valor da sensibilidade determinada pelo método proposto é igual ao procedimento PTB.

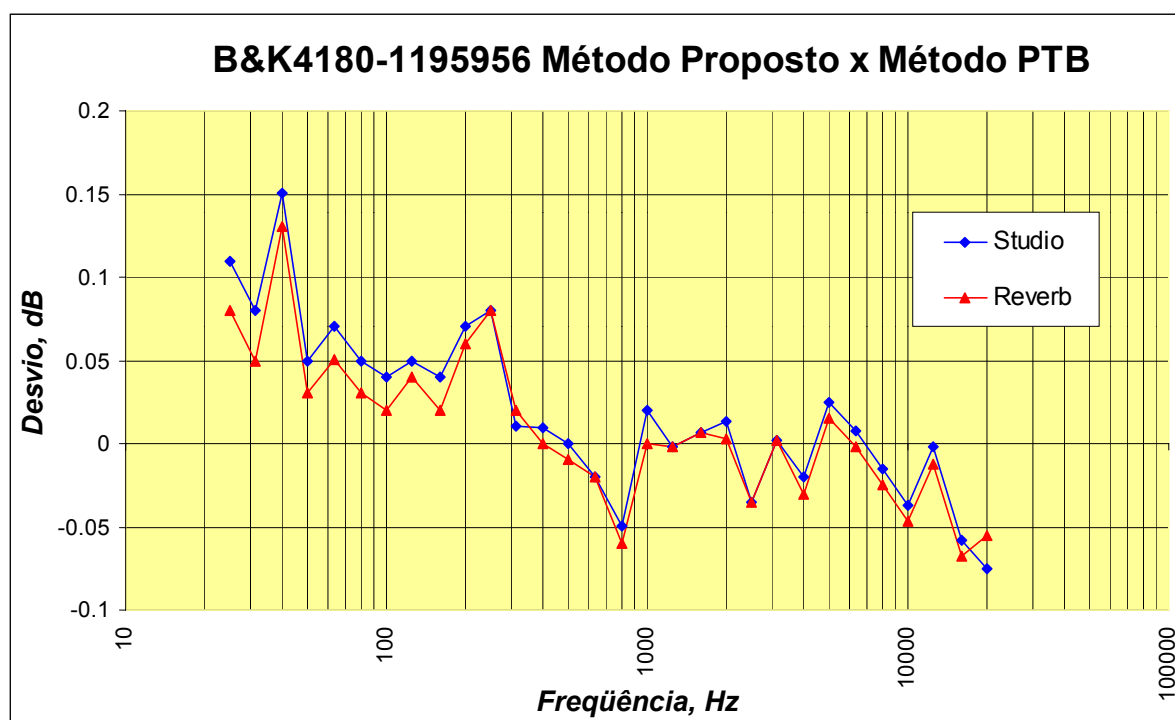


Figura 4.50 – Desvio do método proposto em relação à sensibilidade determinada pelo procedimento PTB. Zero dB significa que o valor da sensibilidade determinada pelo método proposto é igual ao do procedimento PTB.

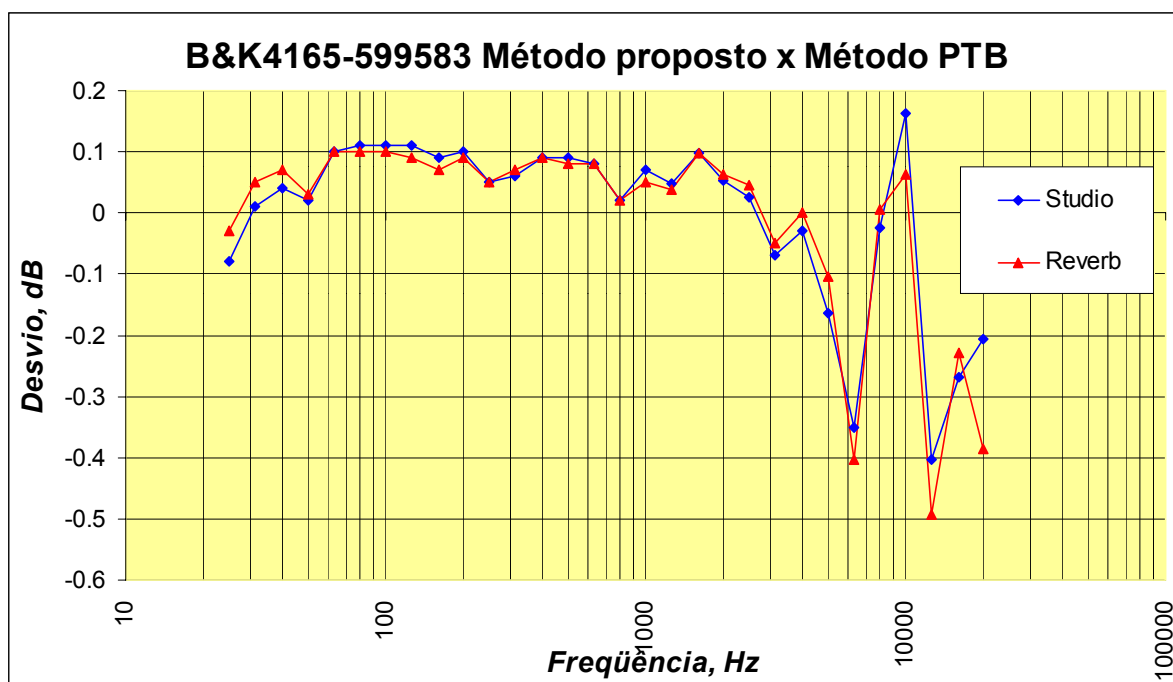


Figura 4.51 – Desvio do método proposto em relação à sensibilidade determinada pelo procedimento PTB. Zero dB significa que o valor da sensibilidade determinada pelo método proposto é igual ao do procedimento PTB.

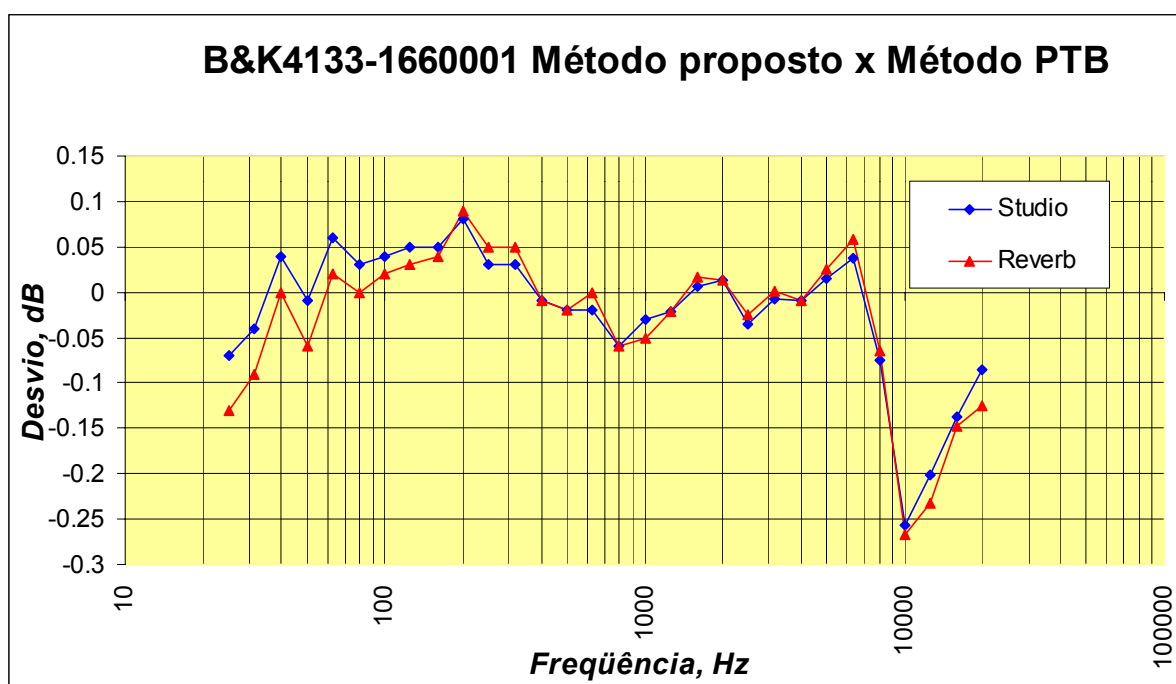


Figura 4.52 – Desvio do método proposto em relação à sensibilidade determinada pelo procedimento PTB. Zero dB significa que o valor da sensibilidade determinada pelo método proposto é igual ao do procedimento PTB.

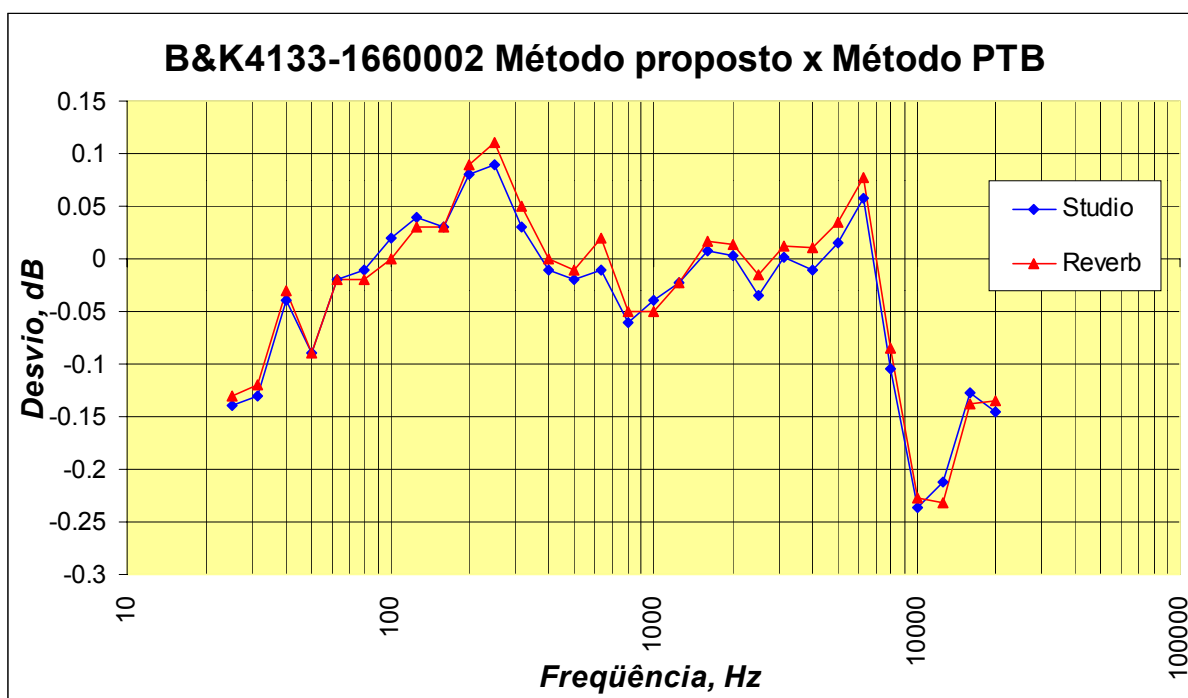


Figura 4.53 – Desvio do método proposto em relação à sensibilidade determinada pelo procedimento PTB. Zero dB significa que o valor da sensibilidade determinada pelo método proposto é igual ao do procedimento PTB.

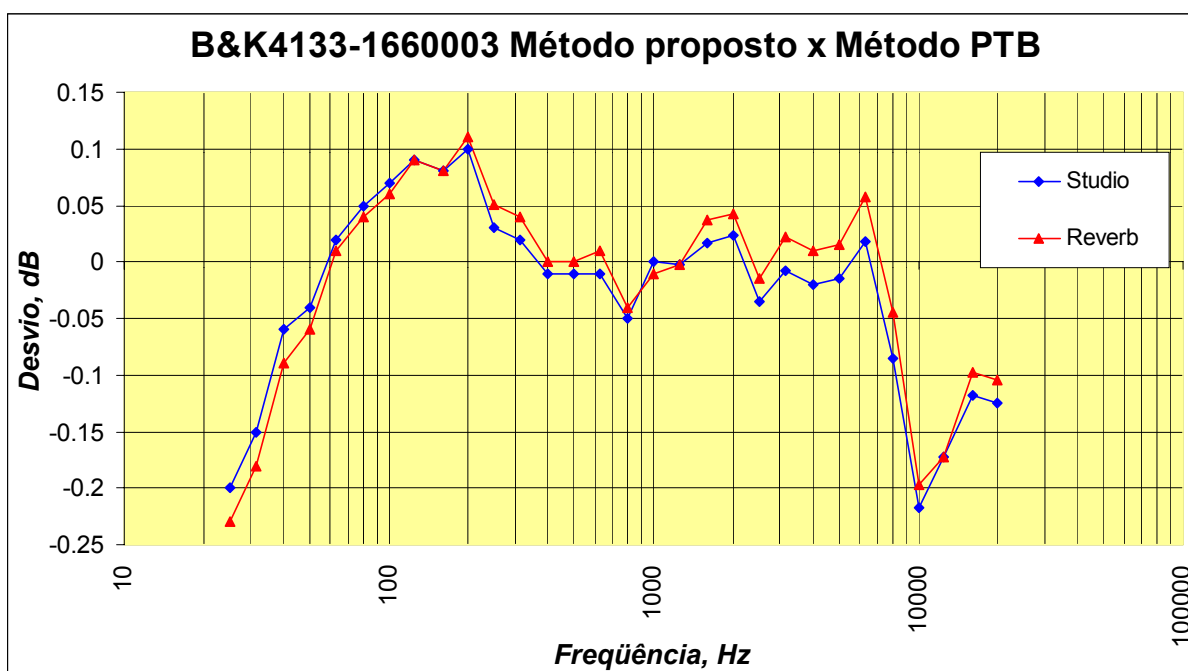


Figura 4.54 – Desvio do método proposto em relação à sensibilidade determinada pelo procedimento PTB. Zero dB significa que o valor da sensibilidade determinada pelo método proposto é igual ao do procedimento PTB.

As Tabelas 4.4, 4.5, 4.6, 4.7 e 4.8 apresentam as sensibilidades dos microfones determinadas no Studio e na Câmara Reverberante. Também é apresentado o desvio padrão das dez replicações que resultaram no valor médio da sensibilidade determinada.

Tabela 4.4 – Sensibilidades do B&K4180- 1195956 determinadas pelo método proposto e Desvio Padrão de dez replicações no Studio e na Câmara Reverberante.

Freq(Hz)	Studio		Reverb	
	Sensibilidade (dB re 1V/Pa)	DesvPad(dB)	Sensibilidade (dB re 1V/Pa)	DesvPad(dB)
25	-39.14	0.016	-39.17	0.040
31.5	-39.14	0.014	-39.17	0.038
40	-39.16	0.012	-39.18	0.035
50	-39.17	0.010	-39.19	0.031
63	-39.17	0.007	-39.19	0.028
80	-39.17	0.005	-39.19	0.024
100	-39.18	0.003	-39.20	0.021
125	-39.18	0.003	-39.19	0.016
160	-39.17	0.006	-39.19	0.010
200	-39.18	0.008	-39.19	0.003
250	-39.18	0.004	-39.18	0.003
315	-39.19	0.005	-39.18	0.006
400	-39.18	0.005	-39.19	0.002
500	-39.19	0.003	-39.20	0.004
630	-39.20	0.006	-39.20	0.006
800	-39.19	0.004	-39.20	0.002
1000	-39.12	0.005	-39.14	0.018
1250	-39.09	0.006	-39.10	0.009
1600	-39.01	0.006	-39.01	0.002
2000	-38.90	0.007	-38.91	0.005
2500	-38.74	0.008	-38.75	0.005
3150	-38.47	0.011	-38.47	0.005
4000	-38.05	0.010	-38.06	0.006
5000	-37.46	0.017	-37.46	0.007
6300	-36.49	0.022	-36.50	0.006
8000	-35.10	0.028	-35.11	0.009
10000	-33.40	0.040	-33.41	0.012
12500	-31.43	0.048	-31.44	0.014
16000	-29.93	0.051	-29.94	0.014
20000	-30.55	0.023	-30.54	0.018

Tabela 4.5 – Sensibilidades do B&K4165- 599583 determinadas pelo método proposto e Desvio Padrão de dez replicações no Studio e na Câmara Reverberante.

Freq(Hz)	Studio		Reverb	
	Sensibilidade (dB re 1V/Pa)	DesvPad(dB)	Sensibilidade (dB re 1V/Pa)	DesvPad(dB)
25	-25.03	0.029	-25.02	0.019
31.5	-25.01	0.026	-25.00	0.018
40	-24.99	0.023	-24.99	0.016
50	-24.97	0.020	-24.98	0.015
63	-24.94	0.017	-24.96	0.014
80	-24.93	0.015	-24.95	0.013
100	-24.94	0.014	-24.96	0.012
125	-24.94	0.013	-24.98	0.012
160	-24.95	0.012	-24.99	0.012
200	-24.95	0.012	-25.01	0.013
250	-24.94	0.010	-25.01	0.015
315	-24.95	0.009	-25.01	0.015
400	-24.97	0.009	-25.03	0.013
500	-24.99	0.009	-25.05	0.012
630	-24.99	0.012	-25.06	0.015
800	-25.02	0.016	-25.09	0.013
1000	-25.06	0.014	-25.08	0.013
1250	-25.05	0.012	-25.09	0.012
1600	-25.04	0.012	-25.09	0.013
2000	-25.11	0.014	-25.13	0.012
2500	-25.18	0.014	-25.20	0.011
3150	-25.29	0.015	-25.30	0.010
4000	-25.44	0.016	-25.41	0.007
5000	-25.64	0.020	-25.59	0.007
6300	-25.89	0.024	-25.88	0.008
8000	-26.01	0.020	-26.02	0.008
10000	-26.01	0.022	-26.07	0.008
12500	-25.69	0.024	-25.79	0.009
16000	-25.71	0.028	-25.68	0.016
20000	-27.64	0.021	-27.75	0.015

Tabela 4.6 – Sensibilidades do B&K4133-1660001 determinadas pelo método proposto e Desvio Padrão de dez replicações no Studio e na Câmara Reverberante.

Freq(Hz)	Studio		Reverb	
	Sensibilidade (dB re 1V/Pa)	DesvPad(dB)	Sensibilidade (dB re 1V/Pa)	DesvPad(dB)
25	-38.82	0.027	-38.88	0.006
31.5	-38.81	0.026	-38.86	0.005
40	-38.81	0.023	-38.85	0.005
50	-38.80	0.021	-38.85	0.005
63	-38.79	0.018	-38.83	0.004
80	-38.78	0.015	-38.81	0.004
100	-38.79	0.013	-38.81	0.004
125	-38.79	0.010	-38.81	0.004
160	-38.78	0.007	-38.79	0.005
200	-38.79	0.008	-38.78	0.005
250	-38.79	0.009	-38.77	0.005
315	-38.79	0.011	-38.77	0.004
400	-38.81	0.008	-38.81	0.004
500	-38.83	0.008	-38.83	0.004
630	-38.83	0.007	-38.81	0.006
800	-38.85	0.019	-38.85	0.005
1000	-38.84	0.012	-38.86	0.003
1250	-38.82	0.005	-38.82	0.002
1600	-38.78	0.011	-38.77	0.003
2000	-38.77	0.007	-38.77	0.003
2500	-38.76	0.007	-38.75	0.004
3150	-38.71	0.007	-38.70	0.003
4000	-38.65	0.024	-38.65	0.004
5000	-38.56	0.016	-38.55	0.005
6300	-38.44	0.027	-38.42	0.006
8000	-38.19	0.033	-38.18	0.009
10000	-38.04	0.053	-38.06	0.013
12500	-37.89	0.057	-37.92	0.016
16000	-37.51	0.062	-37.53	0.023
20000	-37.31	0.075	-37.35	0.017

Tabela 4.7 – Sensibilidades do B&K4133-1660002 determinadas pelo método proposto e Desvio Padrão de dez replicações no Studio e na Câmara Reverberante.

Freq(Hz)	Studio		Reverb	
	Sensibilidade (dB re 1V/Pa)	DesvPad(dB)	Sensibilidade (dB re 1V/Pa)	DesvPad(dB)
25	-37.56	0.040	-37.55	0.028
31.5	-37.55	0.035	-37.54	0.028
40	-37.54	0.030	-37.53	0.028
50	-37.52	0.023	-37.52	0.028
63	-37.50	0.016	-37.50	0.028
80	-37.48	0.009	-37.49	0.029
100	-37.47	0.003	-37.49	0.030
125	-37.47	0.003	-37.48	0.033
160	-37.47	0.003	-37.47	0.037
200	-37.47	0.003	-37.46	0.042
250	-37.47	0.004	-37.45	0.046
315	-37.47	0.004	-37.45	0.046
400	-37.50	0.004	-37.49	0.043
500	-37.52	0.004	-37.51	0.043
630	-37.52	0.003	-37.49	0.045
800	-37.54	0.004	-37.53	0.034
1000	-37.53	0.005	-37.54	0.013
1250	-37.50	0.005	-37.50	0.004
1600	-37.47	0.005	-37.45	0.005
2000	-37.45	0.005	-37.44	0.003
2500	-37.44	0.009	-37.43	0.004
3150	-37.39	0.009	-37.37	0.006
4000	-37.33	0.012	-37.31	0.007
5000	-37.24	0.014	-37.22	0.012
6300	-37.13	0.022	-37.11	0.015
8000	-36.92	0.026	-36.90	0.019
10000	-36.86	0.029	-36.85	0.025
12500	-36.81	0.037	-36.82	0.025
16000	-36.52	0.052	-36.52	0.024
20000	-36.52	0.024	-36.52	0.021

Tabela 4.8 – Sensibilidades do B&K4133-1660003 determinadas pelo método proposto e Desvio Padrão de dez replicações no Studio e na Câmara Reverberante.

Freq(Hz)	Studio		Reverb	
	Sensibilidade (dB re 1V/Pa)	DesvPad(dB)	Sensibilidade (dB re 1V/Pa)	DesvPad(dB)
25	-37.60	0.005	-37.63	0.042
31.5	-37.59	0.004	-37.62	0.039
40	-37.59	0.004	-37.62	0.036
50	-37.59	0.003	-37.61	0.033
63	-37.59	0.003	-37.60	0.029
80	-37.59	0.003	-37.60	0.025
100	-37.60	0.003	-37.61	0.022
125	-37.62	0.003	-37.62	0.017
160	-37.63	0.004	-37.63	0.012
200	-37.66	0.004	-37.65	0.005
250	-37.67	0.004	-37.65	0.002
315	-37.68	0.004	-37.66	0.004
400	-37.69	0.004	-37.68	0.004
500	-37.70	0.003	-37.69	0.006
630	-37.71	0.003	-37.69	0.004
800	-37.73	0.005	-37.72	0.006
1000	-37.69	0.003	-37.70	0.019
1250	-37.69	0.003	-37.68	0.009
1600	-37.66	0.004	-37.65	0.005
2000	-37.65	0.005	-37.64	0.007
2500	-37.66	0.006	-37.64	0.008
3150	-37.63	0.009	-37.60	0.008
4000	-37.59	0.012	-37.56	0.010
5000	-37.53	0.016	-37.49	0.011
6300	-37.44	0.022	-37.40	0.014
8000	-37.24	0.030	-37.21	0.017
10000	-37.14	0.039	-37.11	0.020
12500	-36.99	0.052	-36.99	0.019
16000	-36.77	0.063	-36.74	0.024
20000	-36.68	0.042	-36.65	0.021

Novas medições foram realizadas com o propósito de determinar a reprodutibilidade do método proposto. Após a série de dez replicações com os cinco diferentes microfones sob teste, o sistema de medição é desmontado e montado novamente.

Obviamente, diferentes dias foram necessários para a conclusão de um total de cinco medições de reprodução. Como as condições ambientais podem variar durante os dias que ocorreram as medições, existe a possibilidade dos resultados das calibrações poderem diferir entre si. Embora tal fator possa influenciar o resultado da calibração, acredita-se que o impacto no resultado final seja muito pequeno. A base para esta afirmação são os fatores de correção de pressão atmosférica e temperatura apresentados pela Brüel & Kjaer no Technical Review No. 1 de 2001 [36]. Portanto, nenhuma correção de pressão atmosférica e de temperatura foi aplicada aos resultados apresentados a seguir.

As Figuras 4.55, 4.56, 4.57, 4.58 e 4.59 apresentam os desvios em relação à sensibilidade determinada pelo procedimento PTB. Estes desvios expressam os resultados das medições de reprodutibilidade.

As Tabelas 4.9, 4.10, 4.11, 4.12 e 4.13 mostram respectivamente os desvios padrão de reprodutibilidade para os microfones B&K 4180 – 1195956, B&K 4165 – 599583, B&K 4133 – 1660001, B&K 4133 – 1660002 e B&K 4133 – 1660003.

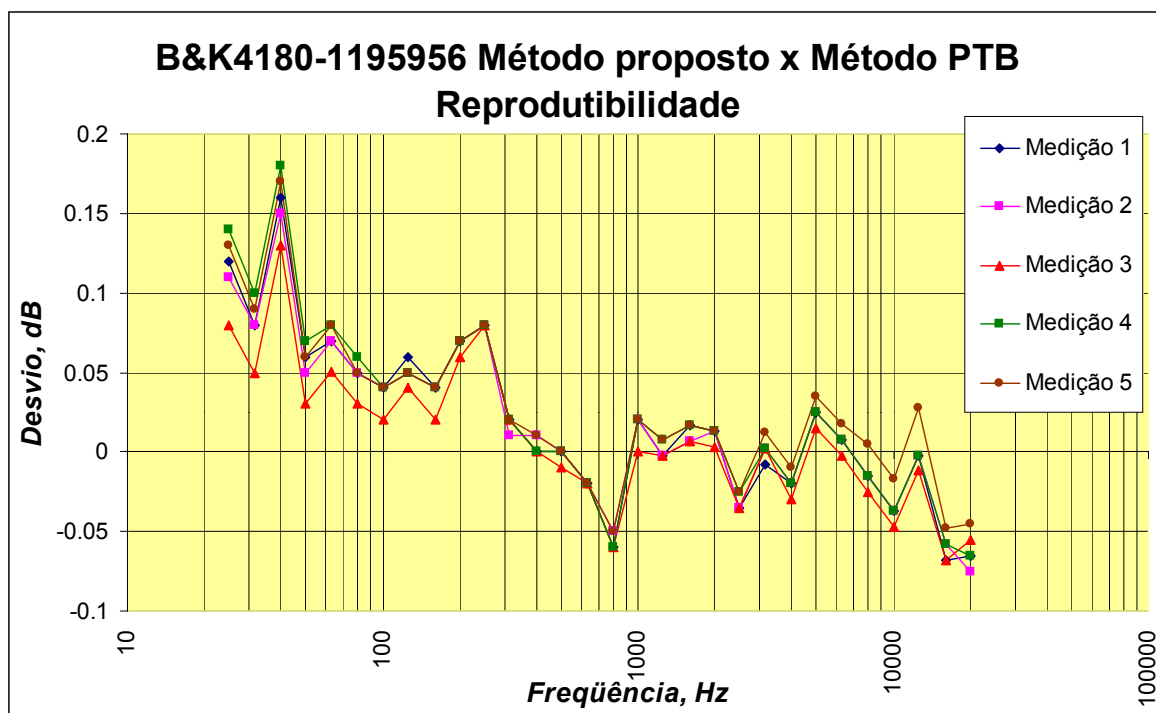


Figura 4.55 – Desvios em relação à sensibilidade determinada pelo procedimento PTB para as cinco medições de reprodutibilidade.

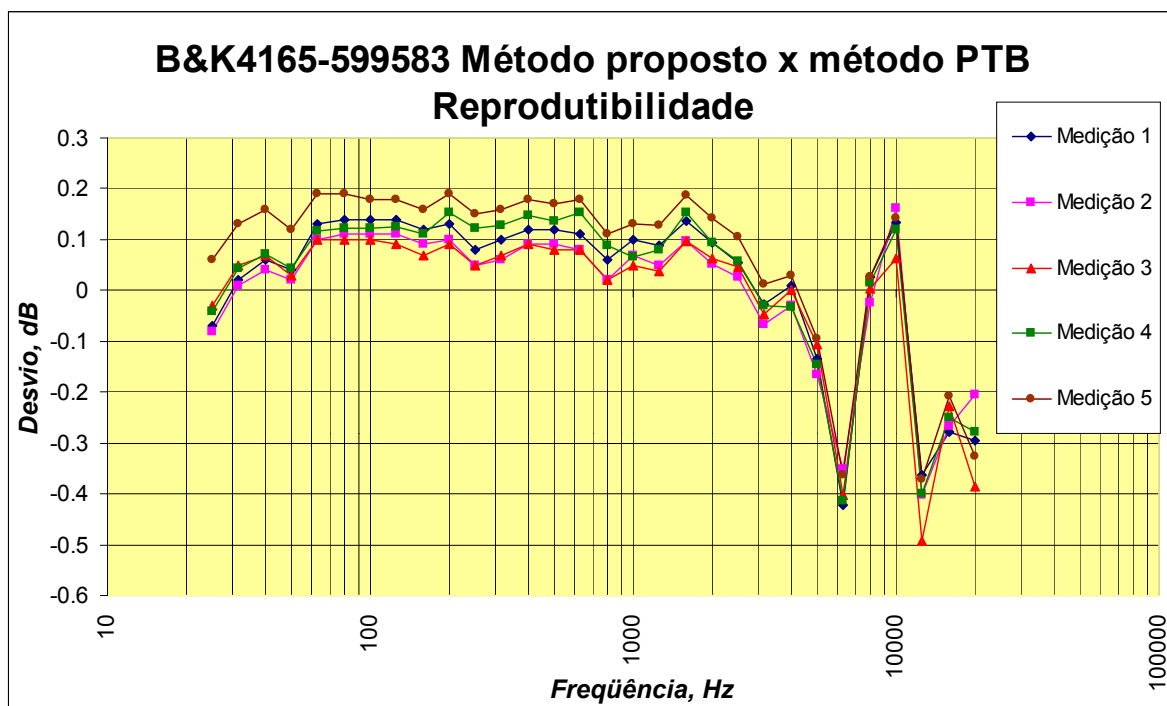


Figura 4.56 – Desvios em relação à sensibilidade determinada pelo procedimento PTB para as cinco medições de reprodutibilidade.

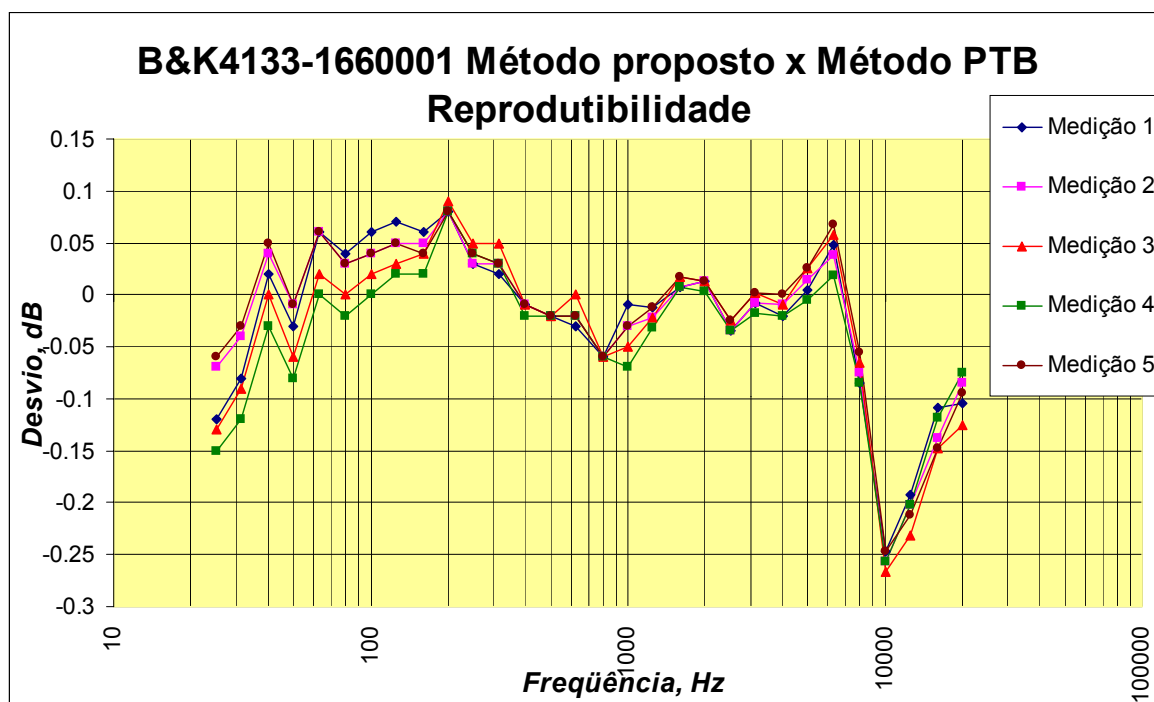


Figura 4.57 – Desvios em relação à sensibilidade determinada pelo procedimento PTB para as cinco medições de reprodutibilidade.

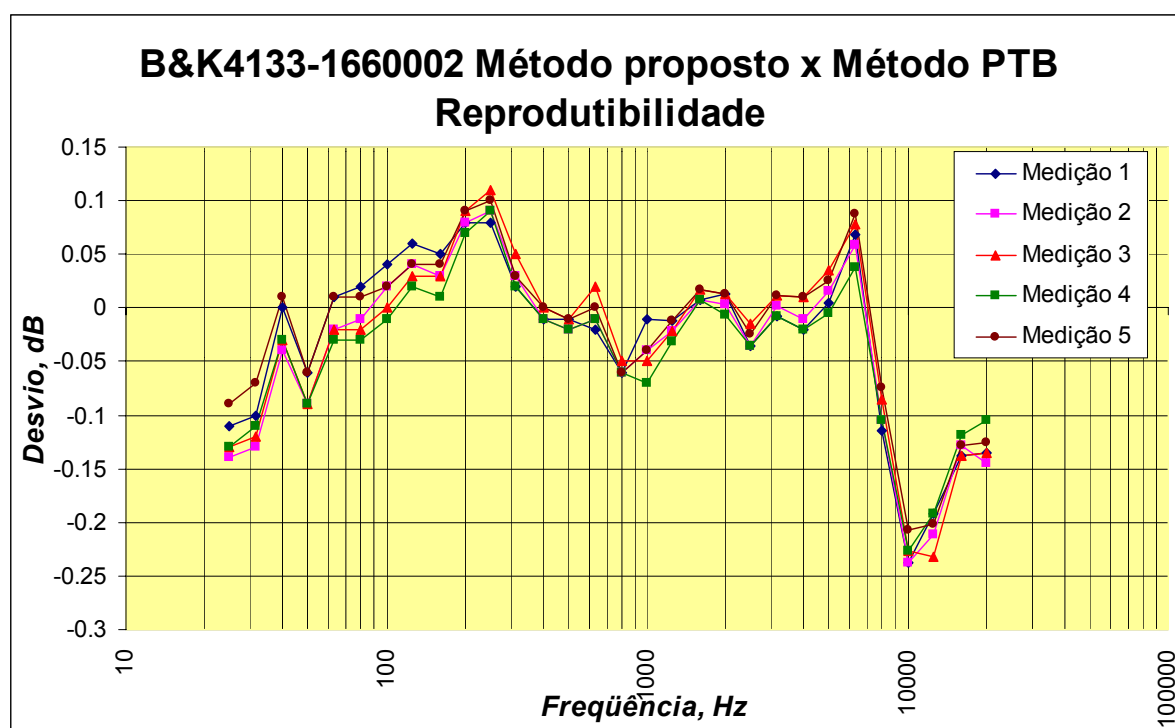


Figura 4.58 – Desvios em relação à sensibilidade determinada pelo procedimento PTB para as cinco medições de reprodutibilidade.

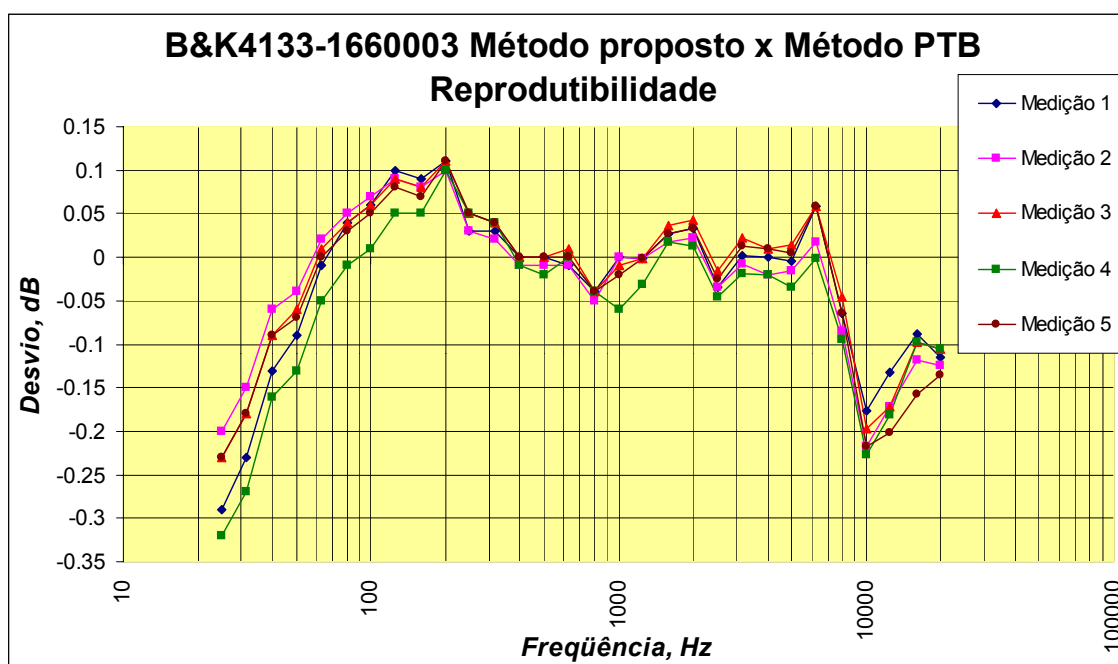


Figura 4.59 – Desvios em relação à sensibilidade determinada pelo procedimento PTB para as cinco medições de reprodutibilidade.

Tabela 4.9 - Desvios padrão de reprodutibilidade para as cinco calibrações do microfone B&K 4180 – 1195956.

Freq(Hz)	<i>DesvPad Reprodução</i>
25	0.023
31.5	0.019
40	0.019
50	0.015
63	0.012
80	0.011
100	0.009
125	0.007
160	0.009
200	0.004
250	0.000
315	0.004
400	0.005
500	0.004
630	0.000
800	0.005
1000	0.009
1250	0.005
1600	0.005
2000	0.004
2500	0.005
3150	0.007
4000	0.007
5000	0.007
6300	0.007
8000	0.011
10000	0.011
12500	0.015
16000	0.008
20000	0.011

Tabela 4.10 - Desvios padrão de reprodutibilidade para as cinco calibrações do microfone B&K 4165 – 599583.

Freq(Hz)	<i>DesvPad Reprodução</i>
25	0.055
31.5	0.047
40	0.046
50	0.040
63	0.037
80	0.035
100	0.031
125	0.034
160	0.034
200	0.041
250	0.045
315	0.041
400	0.039
500	0.036
630	0.045
800	0.040
1000	0.032
1250	0.036
1600	0.039
2000	0.035
2500	0.029
3150	0.030
4000	0.027
5000	0.029
6300	0.032
8000	0.021
10000	0.038
12500	0.051
16000	0.029
20000	0.066

Tabela 4.11 - Desvios padrão de reprodutibilidade para as cinco calibrações do microfone B&K 4133 – 1660001.

Freq(Hz)	<i>DesvPad Reprodução</i>
25	0.039
31.5	0.037
40	0.032
50	0.031
63	0.028
80	0.025
100	0.023
125	0.019
160	0.015
200	0.004
250	0.008
315	0.011
400	0.004
500	0.000
630	0.011
800	0.000
1000	0.023
1250	0.008
1600	0.005
2000	0.004
2500	0.005
3150	0.008
4000	0.008
5000	0.013
6300	0.019
8000	0.013
10000	0.008
12500	0.015
16000	0.018
20000	0.019

Tabela 4.12 - Desvios padrão de reprodutibilidade para as cinco calibrações do microfone B&K 4133 – 1660002.

Freq(Hz)	<i>DesvPad Reprodução</i>
25	0.020
31.5	0.023
40	0.022
50	0.016
63	0.019
80	0.021
100	0.019
125	0.015
160	0.015
200	0.008
250	0.011
315	0.012
400	0.005
500	0.005
630	0.015
800	0.004
1000	0.022
1250	0.008
1600	0.005
2000	0.009
2500	0.009
3150	0.010
4000	0.015
5000	0.016
6300	0.019
8000	0.016
10000	0.012
12500	0.017
16000	0.008
20000	0.015

Tabela 4.13 - Desvios padrão de reprodutibilidade para as cinco calibrações do microfone B&K 4133 – 1660003.

Freq(Hz)	<i>DesvPad Reprodução</i>
25	0.049
31.5	0.048
40	0.039
50	0.034
63	0.027
80	0.023
100	0.023
125	0.019
160	0.015
200	0.005
250	0.011
315	0.009
400	0.005
500	0.009
630	0.008
800	0.004
1000	0.025
1250	0.013
1600	0.008
2000	0.011
2500	0.011
3150	0.016
4000	0.015
5000	0.019
6300	0.028
8000	0.019
10000	0.020
12500	0.025
16000	0.028
20000	0.013

Os resultados obtidos com as medições de reprodutibilidade permitiram estimar os desvios padrão de reprodutibilidade para cada microfone sob teste. Os valores dos desvios padrão de reprodutibilidade serão discutidos quando a análise de incerteza do método proposto for abordada.

4.2.4 Incerteza Expandida de medição

Como descrito em [37] a incerteza padrão combinada u_c é a raiz quadrada positiva da variância combinada $u_c^2(y)$ dada por:

$$u_c^2(y) = \sum_{i=1}^N \left[\frac{\partial f}{\partial x_i} \right]^2 u^2(x_i) \quad (4.3)$$

onde:

- f : é $M_{f,t}$ na Equação (4.1);
- x_i : é cada variável do lado direito da Equação (4.1);
- $u^2(x_i)$: é a incerteza padrão avaliada individualmente nos sub-itens descritos a seguir.

Deve-se observar que as derivadas presentes na Equação (4.3) não serão levadas em conta neste trabalho porque estas derivadas, quando aplicadas na Equação (4.1), são constantes de valor igual a um.

A estimativa da incerteza expandida de medição leva em conta os efeitos das fontes de incertezas mais significantes ao método proposto de calibração. A seguir serão discutidas cada uma das componentes que formam as fontes de incerteza e compõe a incerteza combinada, u_c para o método proposto. O procedimento adotado para a identificação das fontes de incertezas seguem como modelo a referência bibliográfica [10] e [38].

4.2.4.1 Contribuição na incerteza devida ao microfone de referência, $u_{mic,ref}$:

A contribuição na incerteza devido ao microfone de referência, $u_{mic,ref}$, é determinada através da incerteza expandida de medição declarada no certificado de calibração para o método da reciprocidade em campo de pressão. A Tabela 4.14 apresenta os valores declarados no certificado para cada 1/3 oitava. Como o fator de abrangência do certificado de calibração é $k=2$, a determinação de $u_{mic,ref}$ é obtida por dividir a incerteza expandida dada no certificado de calibração por 2.

No entanto, deve-se incorporar à incerteza do microfone de referência, $u_{mic,ref}$, a incerteza expandida da correção de campo de pressão para campo livre, $u_{95\% \Delta PF}$, dada pelo Draft IEC 61094-7 e também Tabela 4.2. Para um fator de abrangência $k=2$ pode-se determinar a incerteza padrão devido a correção dada pela IEC 61094-7, $u_{\Delta PF}$. Tomando-se a média quadrática de $u_{mic,ref}$ e $u_{\Delta PF}$, finalmente é possível estimar $u_{mic,ref F}$ como mostrado pela Tabela 4.14.

Tabela 4.14 – Incerteza expandida de medição declarada no certificado de calibração do microfone de referência $U_{95\%}$ e a incerteza padrão $u_{mic,ref}$, bem como a incerteza do fator de correção de pressão para campo livre $U_{95\%\Delta PF}$.

Freq(Hz)	$U_{95\%}$ (dB)	$u_{mic,ref}$ (dB)	$U_{95\%\Delta PF}$ (dB)	$U_{\Delta PF}$ (dB)	$u_{mic,ref F}$ (dB)
31,5 e 40	0.06	0.030	0.000	0.000	0.030
50 até 800	0.05	0.025	0.000	0.000	0.025
1000	0.05	0.025	0.060	0.030	0.039
1250	0.05	0.025	0.044	0.022	0.033
1600	0.05	0.025	0.071	0.036	0.043
2000	0.05	0.025	0.097	0.049	0.055
2500	0.05	0.025	0.112	0.056	0.061
3150	0.05	0.025	0.123	0.062	0.066
4000	0.05	0.025	0.120	0.060	0.065
5000	0.05	0.025	0.108	0.054	0.060
6300	0.05	0.025	0.122	0.061	0.066
8000	0.06	0.030	0.170	0.085	0.090
10000	0.07	0.035	0.272	0.136	0.140
12500	0.09	0.045	0.333	0.167	0.172
16000	0.12	0.060	0.229	0.115	0.129
20000	0.13	0.065	0.167	0.084	0.106

4.2.4.2 Contribuição na incerteza devida à capacitância do microfone, $u_{mic,cap}$:

Como a técnica da inserção de tensão não é utilizada e, também, como o pré-amplificador utilizado não tem impedância de entrada igual a infinito, o resultado de uma medição fica dependente da capacitância do microfone acoplado ao pré-amplificador. Como a capacitância do microfone sob teste pode diferir da capacitância do microfone de referência, uma correção pode ser calculada para ser aplicada ao resultado final da calibração. Do manual do pré-amplificador pode-se extrair a informação da impedância de entrada e calcular a variação do ganho final, ΔP_C , introduzida no sistema de medição devido às diferentes capacitâncias dos microfones, conforme descrito no capítulo 2, Equação (2.6), e rescrita aqui como Equação (4.4).

$$\Delta P_C = 20 \log[C_r / (C_r + C_i)] - 20 \log[C_t / (C_t + C_i)] \quad (4.4)$$

onde:

C_r : é a capacitância do microfone de referência em pF;

C_i : é a capacitância de entrada do pré-amplificador em pF;

C_t : é a capacitância do microfone sob teste em pF;

Para a capacitância nominal do pré-amplificador igual a 0,45 pF, do microfone de referência igual a 18 pF e do microfone sob teste igual a 21 pF o valor de ΔP_{CI} é igual a -0,0303 dB. No entanto, admitindo um erro de medição das capacitâncias da ordem de 10%, um novo valor de ΔP_{C2} igual -0,077 dB é calculado. A diferença entre ΔP_{C2} e ΔP_{CI} , igual a 0,047 dB, fornece a estimativa do erro com uma distribuição de probabilidade retangular da correção a ser aplicada ao final da calibração. A componente da incerteza devida à capacitância do microfone, $u_{mic, cap}$, é igual a $0,047/\sqrt{3}$ dB = 0,027 dB.

4.2.4.3 Contribuição na incerteza devida à não linearidade do analisador, $u_{lin, ana}$:

Quando o analisador de espectros mede sinais de diferentes magnitudes, os resultados destes registros podem trazer o erro associado à não linearidade do analisador. No caso específico deste trabalho este erro pode ser bem pequeno, visto que o pior caso é quando se utiliza o microfone B&K4165 como microfone sob teste. O microfone de referência B&K4180 apresenta sensibilidade em 250 Hz de -39,10 dB, enquanto o B&K4165 apresenta sensibilidade de -25,06 dB. Portanto, a maior diferença de níveis que porventura poderá ser registrada é da ordem de 14 dB, sugerindo que a faixa de ganho utilizada pelo analisador será superior a 10 dB. Para esta condição deve-se verificar a linearidade do analisador. A linearidade foi determinada com a utilização de um gerador de sinais de referência. A incerteza padrão, $u_{lin, ana}$, foi estimada com distribuição de probabilidade retangular. A Tabela 4.18 apresenta o valor de $u_{lin, ana}$.

4.2.4.4 Contribuição na incerteza devida à repetitividade, u_{rep} :

Dos cinco diferentes microfones foi observado o desvio padrão experimental de cada um deles. Para efeito de computar a repetitividade na estimativa de incerteza do método proposto buscou-se o pior desvio padrão experimental, $Sdev_{exp}$, associado a um determinado microfone, lembrando que para cada um dos cinco microfones foram realizadas dez réplicas, permitindo calcular a repetitividade a partir do desvio padrão experimental dividido por raiz de $n = 10$ réplicas. A Tabela 4.18 apresenta os valores de u_{rep} para cada 1/3 oitava.

4.2.4.5 Contribuição na incerteza devida à polarização de tensão do microfone, u_{pol}

Se o microfone sob teste é pré-polarizado (zero volt ou eletreto) e a fonte de alimentação do pré-amplificador/microfone divergir da tensão de 200 volts, então a sensibilidade do microfone de referência irá mudar.

No caso da fonte de alimentação do pré-amplificador/microfone operar com $200,0 \pm 0,2$ V, dando uma semi-faixa de $20\log(200,2/200)$ dB com distribuição de probabilidade retangular. A incerteza padrão u_{pol} estimada será 0,0050 dB.

Entretanto, as medições realizadas neste trabalho deram-se com microfones que necessitam polarização de 200 V. Neste caso, se a fonte de alimentação opera como descrito acima, o erro sistemático provocado no microfone de referência e no sob teste será cancelado quando a Equação (4.1) for utilizada.

Esta fonte de incerteza não será computada na estimativa de incerteza expandida de medição do método proposto. Mas cabe ressaltar que no caso de utilizarem microfones pré-polarizados deve-se computar esta fonte de incerteza.

4.2.4.6 Contribuição na incerteza devida ao erro de arredondamento, u_{arred} :

Os resultados da calibração a serem apresentados no certificado de calibração serão escritos com uma resolução de 0,01 dB, levando a uma semi-faixa de 0,005 dB com distribuição de probabilidade retangular. A componente de incerteza devido ao arredondamento, u_{arred} , é $0,005/\sqrt{3}$ dB = 0,0029 dB.

4.2.4.7 Contribuição na incerteza devida à reprodutibilidade, u_{repr} :

Os desvios padrão de reprodutibilidade apresentados nas Tabelas 4.9, 4.10, 4.11, 4.12 e 4.13 foram estimados por meio de cinco medições de reprodutibilidade. A Figura 4.60 mostra estes desvios padrão de reprodutibilidade. Para efeito de computar a reprodutibilidade na estimativa de incerteza do método proposto buscou-se o pior desvio padrão de reprodutibilidade, caso mais conservativo. Neste caso o desvio padrão de reprodutibilidade utilizado foi o do microfone B&K4165.

Para estimar a incerteza padrão de reprodutibilidade, u_{repr} , o desvio padrão de reprodutibilidade foi dividido por raiz de $n = 5$ (5 medições de reprodutibilidade para cada um dos 5 microfones sob teste). A Tabela 4.15 apresenta os valores da incerteza padrão de reprodutibilidade u_{repr} para cada 1/3 oitava.

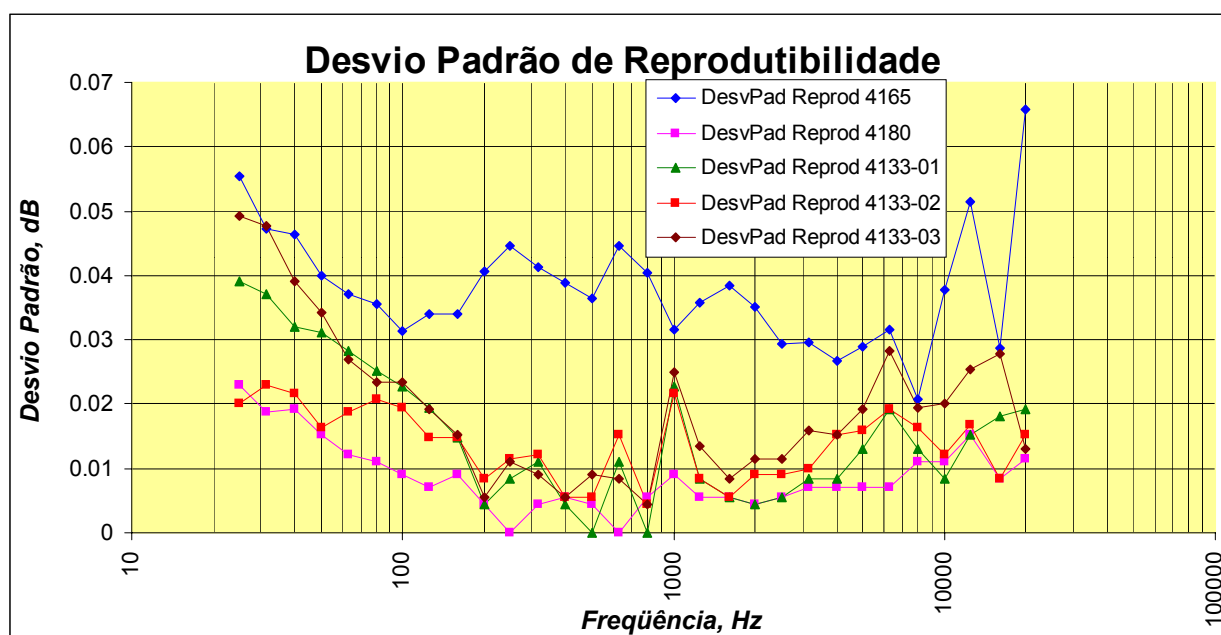


Figura 4.60 – Desvios em relação à sensibilidade determinada pelo procedimento PTB para as cinco medições de reprodutibilidade.

Tabela 4.15 – incerteza padrão de reprodutibilidade, u_{repr} .

Freq(Hz)	u_{repr} (dB)
25	0.025
31.5	0.021
40	0.021
50	0.018
63	0.017
80	0.016
100	0.014
125	0.015
160	0.015
200	0.018
250	0.020
315	0.019
400	0.017
500	0.016
630	0.020
800	0.018
1000	0.014
1250	0.016
1600	0.017
2000	0.016
2500	0.013
3150	0.013
4000	0.012
5000	0.013
6300	0.014
8000	0.009
10000	0.017
12500	0.023
16000	0.013
20000	0.029

4.2.4.8 Contribuição na incerteza devida ao *rmsd*, *u_{rmsd}*:

Fisicamente, o valor da incerteza padrão *u_{rmsd}* deveria representar quantitativamente a não-uniformidade do campo livre simulado digitalmente e o quanto isto pode afetar o resultado final da calibração do microfone.

Tomando os valores do *rmsd* determinados no Studio e na câmara Reverberante e obtendo a média aritmética tem-se o *rmsd médio* estimado para o método proposto. A incerteza padrão *u_{rmsd}* é obtida por dividir o *rmsd médio* por raiz de 3, assumindo uma distribuição de probabilidade retangular. A Tabela 4.16 mostra os valores de *u_{rmsd}* e *rmsd médio*.

A primeira discussão tem como ponto de vista a impedância de radiação do microfone. No caso do microfone de referência ter a mesma impedância de radiação que o microfone sob teste, a não-uniformidade do campo livre provavelmente não influenciará o resultado final da calibração. Um exemplo disto é o fato dos microfones de medição de ½” atuarem como uma fonte pontual das baixas frequências até 800 Hz. Nesta faixa de frequências os microfones de ½” não mudam a sensibilidade em função do campo sonoro, pois operam como uma fonte sonora monopolar.

Caso os microfones de referência e sob teste apresentarem impedâncias de radiação diferentes, então existe a possibilidade de uma onda incidir na superfície do diafragma do microfone de ½” com ângulo diferente de zero grau (reflexão sonora em alguma parede). Isto poderá introduzir um erro na calibração do microfone, mas em frequências acima de 1 kHz.

Observando a resposta impulsiva sem a aplicação da função janela e após a aplicação da função janela, da Figura 4.63 até 4.67, é possível perceber que a energia contida nas ondas sonoras refletidas pelas superfícies no interior da sala é totalmente suprimida. Então, deve-se atribuir aos valores significativamente altos do *rmsd* nas frequências de 16 kHz e 20 kHz a outro fenômeno acústico do que reflexões sonoras.

É possível que difrações ocorram na grande superfície frontal do alto-falante coaxial. Tais difrações podem produzir ondas sonoras com inclinação um pouco diferente de zero grau de incidência junto ao diafragma do microfone. Estas ondas sonoras produzidas por difrações têm um tempo de chegada bem próximo do som direto, sendo portanto bastante difícil de suprimi-las com a aplicação da função janela. Também, as difrações poderiam gerar ondas sonoras que divergem da condição de onda plana.

De fato, mesmo em câmaras anecóicas este efeito não pode ser suprimido. Na planilha de incerteza declarada pelo Instituto Nacional de Metrologia Italiano (IEN), descrita no documento EUROMET project 400 [13], notam-se valores de *rmsd* semelhantes aos

determinados neste trabalho. Tais valores de *rmsd* declarados pelo IEN foram medidos em câmara anecóica.

Tabela 4.16 - incerteza padrão u_{rmsd} e *rmsd médio* do método proposto.

Freq(Hz)	<i>rmsd médio</i> (dB)	u_{rmsd} (dB)
25	0.125	0.072
31.5	0.142	0.082
40	0.105	0.061
50	0.092	0.053
63	0.080	0.046
80	0.068	0.039
100	0.060	0.035
125	0.050	0.029
160	0.047	0.027
200	0.042	0.024
250	0.037	0.021
315	0.033	0.019
400	0.035	0.020
500	0.032	0.018
630	0.042	0.024
800	0.043	0.025
1000	0.087	0.050
1250	0.072	0.041
1600	0.053	0.031
2000	0.040	0.023
2500	0.032	0.018
3150	0.128	0.074
4000	0.073	0.042
5000	0.122	0.070
6300	0.043	0.025
8000	0.083	0.048
10000	0.067	0.038
12500	0.047	0.027
16000	0.425	0.245
20000	0.277	0.160

Exceto para 20 kHz, as retas de regressão linear, representando os decaimentos com o incremento da distância, quando apresentam divergência em relação à reta da lei do inverso da distância, estas tendem a um decaimento menor do que 6 dB com o dobro da distância, caracterizando uma fonte sonora diferente da fonte sonora monopolar. Isto é observado com mais intensidade na frequência de 16 kHz.

Esta divergência da fonte sonora (alto-falante coaxial) em relação a um monopolo, também poderia caracterizar uma impedância de radiação para o alto-falante coaxial onde o seu centro acústico poderia não ser o mesmo centro acústico de um monopolo. Neste caso, implicaria em uma mudança de posição sistemática em relação aos centros acústicos dos microfones de referência e sob teste. Como já descrito no Capítulo 2, página 22, este erro sistemático seria subtraído do resultado final ao se utilizar a Equação (4.1).

Os comentários citados anteriormente servem para abonar ou não a aplicação da fonte de incerteza relacionada ao *rmsd* na estimativa da incerteza expandida de medição. Talvez a técnica do *rmsd* não seja a melhor ferramenta para se estimar a não-uniformidade do campo sonoro. Mas como se trata de uma indicação do EUROMET e de parte dos membros do grupo da IEC TC29, faz-se necessário medir e determinar o *rmsd*.

Entretanto, neste trabalho, o autor faz algumas restrições ao uso do *rmsd* na estimativa de incerteza expandida:

1) Na faixa de frequências de 25 Hz a 800 Hz a estimativa da não-uniformidade do campo sonoro, *rmsd*, não deve tomar parte da estimativa de incerteza expandida de medição;

2) No caso dos microfones de referência e sob teste forem do mesmo modelo, então para toda faixa de frequências não se deve computar a incerteza relacionada ao *rmsd* na estimativa de incerteza expandida de medição;

3) Quando o microfone de referência for de modelo diferente do microfone sob teste, sugere-se que seja computada a incerteza relacionada ao *rmsd* na estimativa de incerteza expandida de medição, assumindo uma posição conservativa.

4.2.4.9 Contribuição na incerteza devida ao uso da função janela, u_{win} :

A Figura 4.61 apresenta os diferentes desvios da sensibilidade do microfone B&K4165 determinada pelo método proposto em relação à calibração do PTB. Nota-se que, com o decréscimo da largura da função janela, existe um incremento no desvio nas baixas frequências.

Este efeito de vazamento de energia das baixas frequências devido à aplicação da função janela também está presente no método da comparação. Como comentado no Capítulo 5 - Conclusões e Comentários – do documento de qualificação desta tese, um dos objetivos de se utilizarem microfones com diferentes ganhos do microfone de referência era verificar se a aplicação da função janela afetaria o resultado da calibração nas baixas frequências.

Naquele momento, foi utilizado o mesmo modelo de microfones (B&K4180) para referência e sob teste. O efeito de vazamento de energia parecia não afetar o resultado da calibração em baixas frequências. A explicação descrita naquela data foi que se o efeito de vazamento é sistemático, então para o método da comparação, a operação de subtração dada pela Equação (4.1) poderia estar eliminando este erro sistemático. Cabe ressaltar que os microfones utilizados foram de mesmo modelo (B&K4180) e com diferença entre suas sensibilidades de 0,14 dB.

Com base nos dados da Figura 4.61 é possível construir um gráfico com desvios do método proposto em relação ao método PTB como função da largura da função janela. A Figura 4.62 apresenta as curvas de desvio para as frequências de 25 Hz até 125 Hz.

A largura da função janela de 19 ms foi eleita a que melhor equilíbrio apresenta no desvio. Janelas mais largas que 19 ms começam a permitir a entrada da energia da primeira reflexão, que para este trabalho foi da peça que segura a haste do microfone, causando incremento no desvio em algumas componentes de alta frequência. As Figuras 4.63, 4.64, 4.65, 4.66 e 4.67 mostram a resposta impulsiva sem a função janela, com janela de 50 ms de largura, com janela de 30 ms de largura, com janela de 19 ms de largura e com janela de 12 ms de largura.

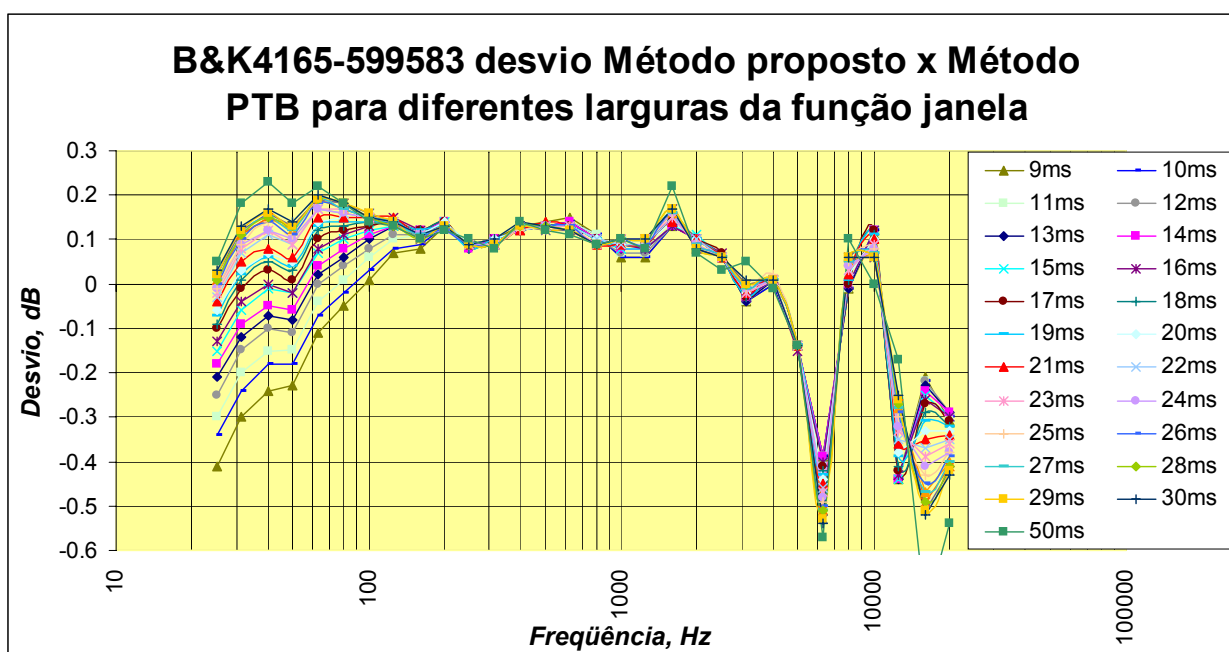


Figura 4.61 – Desvios em relação à sensibilidade determinada pelo procedimento PTB para diferentes larguras da função janela Blackman-Harris 4 simétrica.

A primeira reflexão sonora tem amplitude 30 dB menos que o som direto. Com 50 ms de largura na função janela já é possível ver um pequeno decremento na amplitude da primeira reflexão sonora. À medida em que a largura da função janela decrementa, a amplitude da primeira reflexão sonora também decrementa. Isto pode ser confirmado com a largura de 19 ms (Figura 4.66), onde a amplitude da primeira reflexão sonora é 50 dB menor que o som direto. Entretanto, quando a largura é muito estreita, parte da informação contida na resposta impulsiva do som direto é perdida, no caso de uma largura com 12 ms (Figura 4.67).

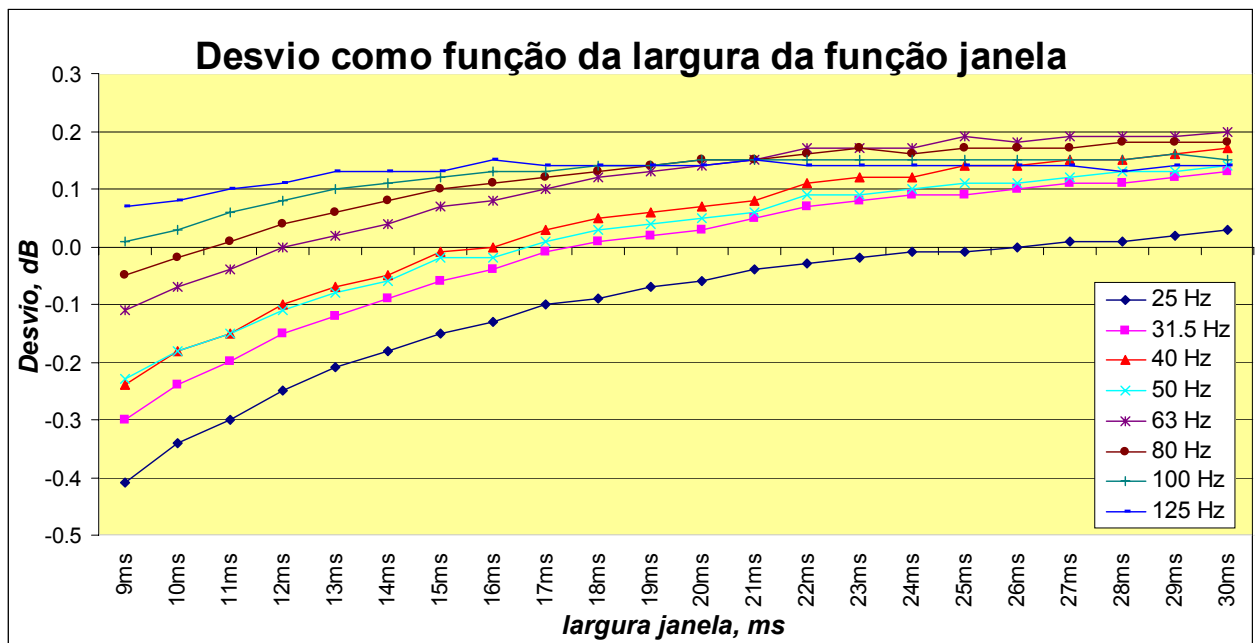


Figura 4.62 – curvas de desvio do método proposto em relação ao método PTB como função da largura da função janela Blackman-Harris 4 simétrica.

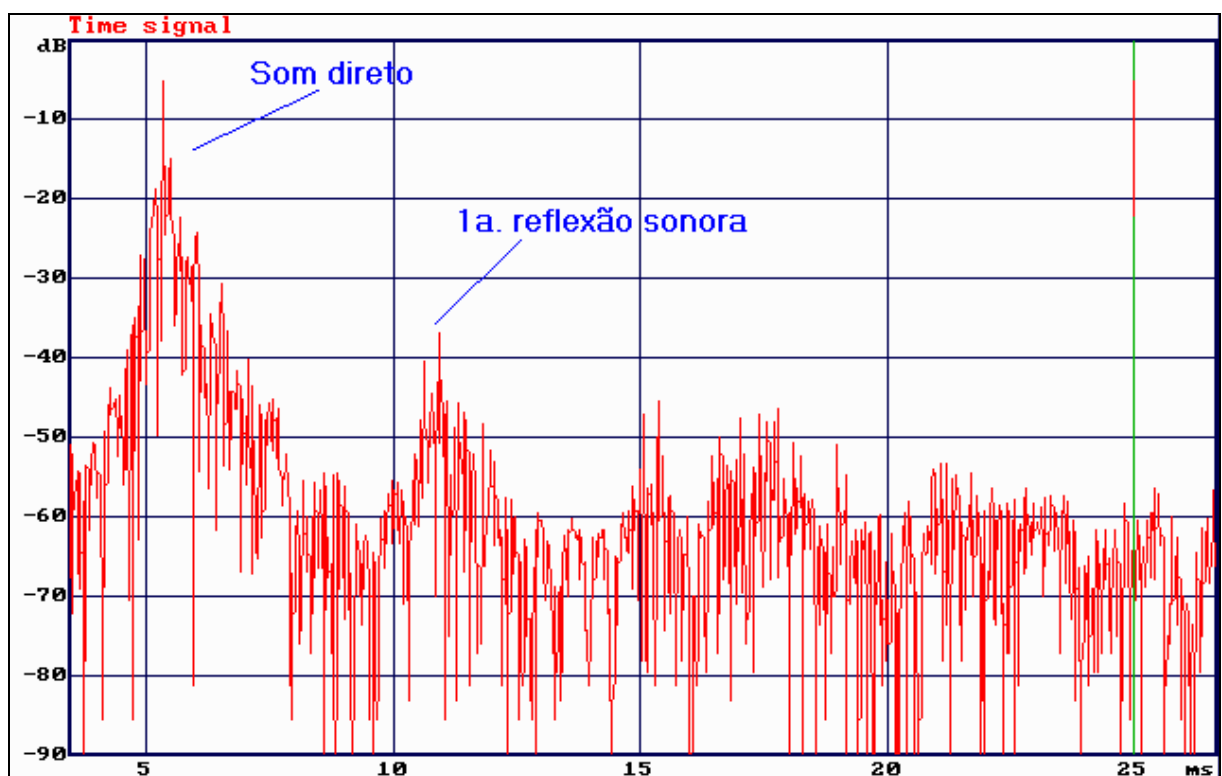


Figura 4.63 – RI sem aplicação da função janela.

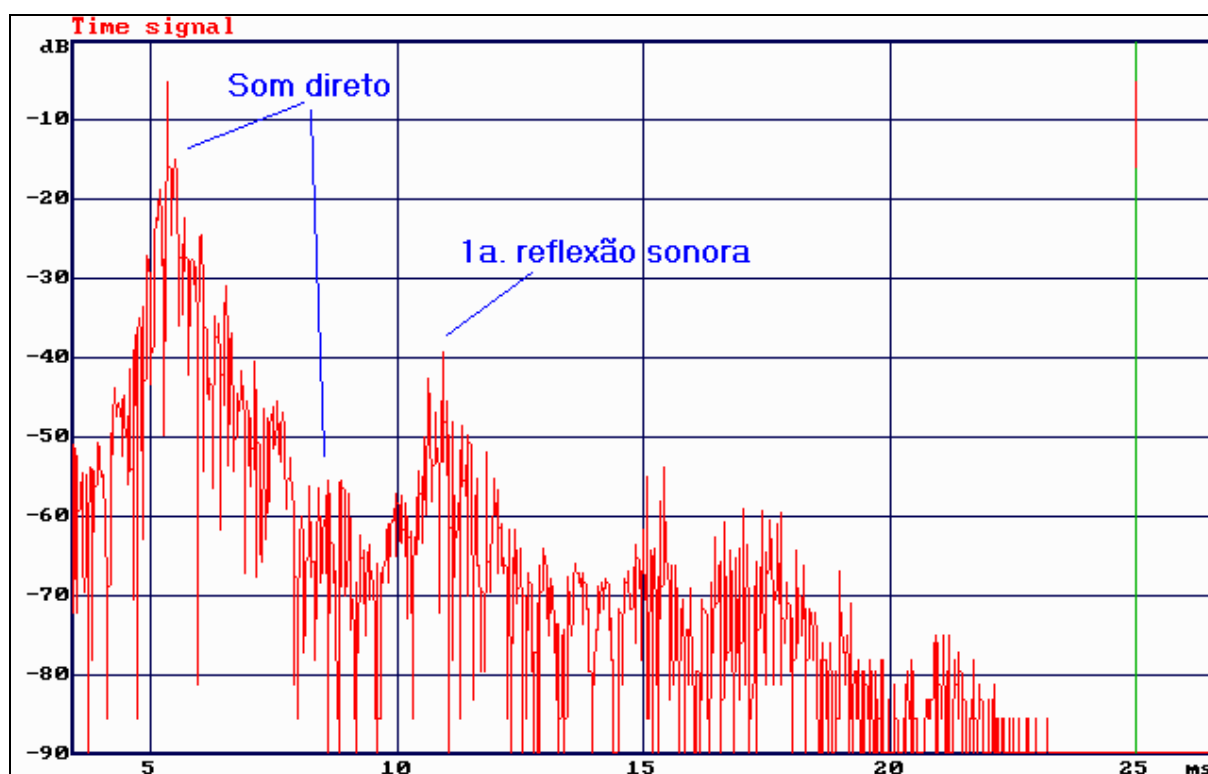


Figura 4.64 – RI com aplicação da janela Blackman-Harris 4 simétrica de largura 50ms.

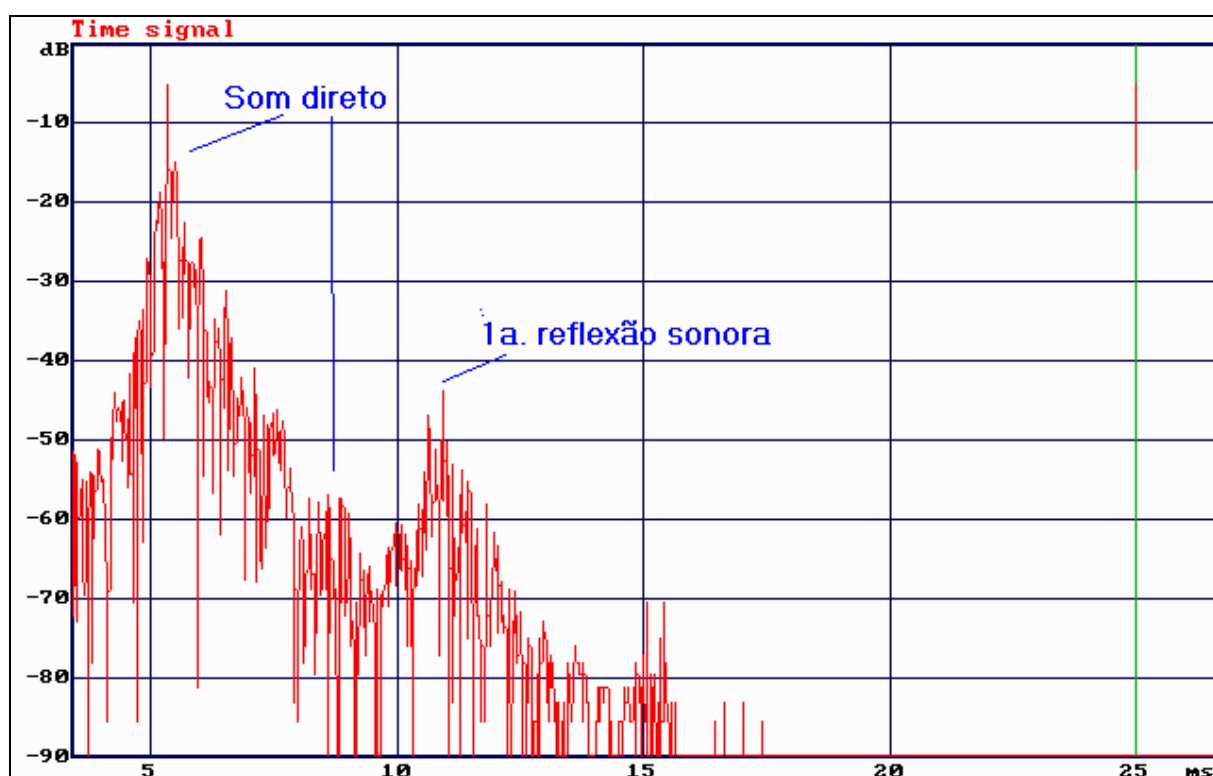


Figura 4.65 – RI com aplicação da janela Blackman-Harris 4 simétrica de largura 30ms.



Figura 4.66 – RI com aplicação da janela Blackman-Harris 4 simétrica de largura 19ms.

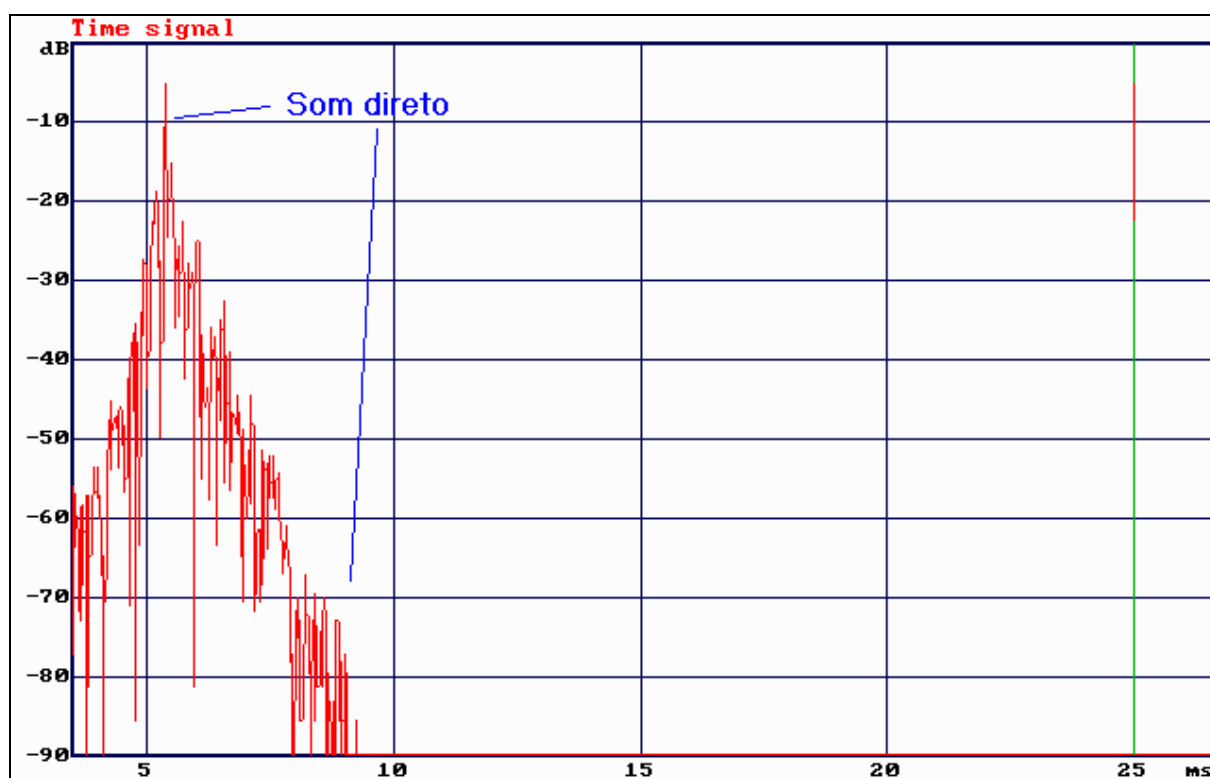


Figura 4.67 – RI com aplicação da janela Blackman-Harris 4 simétrica de largura 12ms.

Com base na decisão tomada, em utilizar a função janela de largura 19 ms, o passo seguinte é estimar o erro que se pode cometer nesta avaliação. Admitindo um intervalo de ± 3 ms como sendo suficiente para cobrir uma possível análise equivocada na melhor largura

de janela a ser utilizada, pode-se a partir da Figura 4.62 estabelecer os limites máximo e mínimo, em dB, para a estimativa da incerteza padrão, u_{win} . A Tabela 4.17 apresenta os valores, em dB, para as frequências de 25 Hz até 125 Hz e larguras da função janela de 16 ms até 22 ms. Assumindo uma distribuição retangular e utilizando os valores do limite mínimo de 16 ms pode-se determinar u_{win} por dividir os valores do limite mínimo por raiz de 3. A Tabela 4.18 apresenta os valores estimados para a incerteza padrão devido ao uso da função janela.

Tabela 4.17 – Erro estimado para um intervalo de 3 ms na largura da função janela

Freq(Hz)	16ms (dB)	17ms (dB)	18ms (dB)	19ms (dB)	20ms (dB)	21ms (dB)	22ms (dB)
25 Hz	-0.06	-0.03	-0.02	0.00	0.01	0.03	0.04
31.5 Hz	-0.06	-0.03	-0.01	0.00	0.01	0.03	0.05
40 Hz	-0.06	-0.03	-0.01	0.00	0.01	0.02	0.05
50 Hz	-0.06	-0.03	-0.01	0.00	0.01	0.02	0.05
63 Hz	-0.05	-0.03	-0.01	0.00	0.01	0.02	0.04
80 Hz	-0.03	-0.02	-0.01	0.00	0.01	0.01	0.02
100 Hz	-0.01	-0.01	0.00	0.00	0.01	0.01	0.01
125 Hz	0.01	0.00	0.00	0.00	0.00	0.01	0.00

4.2.4.10 Planilha de Incertezas

A incerteza combinada, u_c , foi calculada através da soma quadrática de todas as componentes de incertezas associadas a cada fonte de erro assumida neste trabalho. Para o cálculo do grau de liberdade efetivo v_{eff} foi utilizada a Equação (4.5).

$$v_{eff} = \frac{u_c^4(y)}{\sum_{i=1}^N \frac{u_i^4}{v_i}} \quad (4.5)$$

Para o cálculo do fator de abrangência k utilizou-se a função INVT do *Microsoft Excel*. A Tabela 4.18 mostra as componentes de incertezas, em dB, associadas a cada fonte de erro, a incerteza combinada (u_c) em dB, o grau de liberdade efetivo (V_{eff}), fator de abrangência (k) e a incerteza expandida de medição com um nível de confiança de 95% ($U_{95\%}$) em dB. A Figura 4.68 é a representação gráfica da Tabela 4.18.

Tabela 4.18 – Estimativa da Incerteza Expandida de Medição para o Método da comparação sequencial utilizando Resposta Impulsiva e varredura de senos.

Fontes	Frequência (Hz)														V_i	distribuição
	25	31,5	40	50	63	80	100	125	160	200	250	315	400	500		
Calibração do microfone de Referência	0.030	0.030	0.030	0.025	0.025	0.025	0.025	0.025	0.025	0.025	0.025	0.025	0.025	0.025	Infinito	normal
Ganho Pré-amplificador	0.027	0.027	0.027	0.027	0.027	0.027	0.027	0.027	0.027	0.027	0.027	0.027	0.027	0.027	Infinito	retangular
Não-Linearidade Anál.	0.016	0.016	0.016	0.016	0.016	0.016	0.016	0.016	0.016	0.016	0.016	0.016	0.016	0.016	Infinito	retangular
Repetitividade	0.019	0.019	0.018	0.016	0.015	0.013	0.011	0.010	0.011	0.012	0.014	0.015	0.015	0.014	9	normal
Arredondamento	0.003	0.003	0.003	0.003	0.003	0.003	0.003	0.003	0.003	0.003	0.003	0.003	0.003	0.003	Infinito	retangular
Reprodutibilidade	0.025	0.021	0.021	0.018	0.017	0.016	0.014	0.015	0.015	0.018	0.020	0.019	0.017	0.016	4	retangular
rmsd	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	Infinito	retangular
Janelamento	0.035	0.035	0.035	0.035	0.029	0.017	0.006	0.006	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	Infinito	retangular
Incerteza Combinada	0.064	0.062	0.062	0.058	0.054	0.048	0.044	0.044	0.044	0.046	0.047	0.047	0.046	0.046	***	***
V_{eff}	151	237	258	348	356	286	336	271	259	146	111	135	159	195	111	***
Fator de abrangência, k	1.98	1.97	1.97	1.97	1.97	1.97	1.97	1.97	1.97	1.98	1.98	1.98	1.97	1.97	1.98	***
Incerteza Expandida, $U_{95\%}$ (dB)	0.13	0.12	0.12	0.11	0.11	0.10	0.09	0.09	0.09	0.09	0.09	0.09	0.09	0.09	***	***

	Frequência (Hz)																
Fontes	800	1000	1250	1600	2000	2500	3150	4000	5000	6300	8000	10000	12500	16000	20000	V_i	distribuição
Calibração do microfone de Referência	0.025	0.039	0.033	0.043	0.055	0.061	0.066	0.065	0.060	0.066	0.090	0.140	0.172	0.129	0.106	Infinito	normal
Ganho Pré-amplificador	0.027	0.027	0.027	0.027	0.027	0.027	0.027	0.027	0.027	0.027	0.027	0.027	0.027	0.027	0.027	Infinito	retangular
Não-Linearidade Anál.	0.016	0.016	0.016	0.016	0.016	0.016	0.016	0.016	0.016	0.016	0.016	0.016	0.016	0.016	0.016	Infinito	retangular
Repetitividade	0.015	0.011	0.009	0.007	0.007	0.007	0.007	0.007	0.008	0.007	0.009	0.011	0.018	0.019	0.021	9	normal
Arredondamento	0.003	0.003	0.003	0.003	0.003	0.003	0.003	0.003	0.003	0.003	0.003	0.003	0.003	0.003	0.003	Infinito	retangular
Reprodutibilidade	0.018	0.014	0.016	0.017	0.016	0.013	0.013	0.012	0.013	0.014	0.009	0.017	0.023	0.013	0.029	4	retangular
rmsd	0.000	0.050	0.041	0.031	0.023	0.018	0.074	0.042	0.070	0.025	0.048	0.038	0.027	0.245	0.160	Infinito	retangular
Janelamento	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	Infinito	retangular
Incerteza Combinada	0.046	0.073	0.064	0.065	0.069	0.073	0.105	0.085	0.098	0.079	0.108	0.150	0.180	0.280	0.197	***	***
V_{eff}	146	2401	1015	779	1492	3615	15623	9657	12521	3783	52201	23329	12959	288782	7164	***	***
Fator de abrangência, k	1.98	1.96	1.96	1.96	1.96	1.96	1.96	1.96	1.96	1.96	1.96	1.96	1.96	1.96	1.96	***	***
Incerteza Expandida, $U_{95\%}$ (dB)	0.09	0.14	0.13	0.13	0.14	0.14	0.21	0.17	0.19	0.15	0.21	0.29	0.35	0.55	0.39	***	***

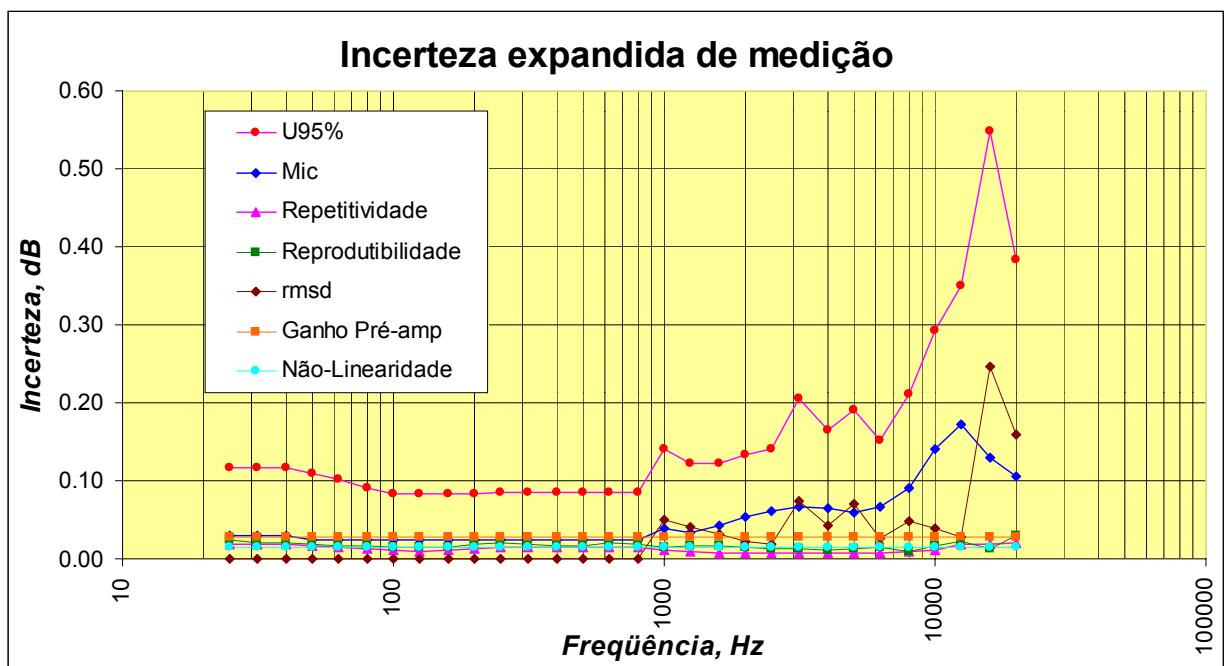


Figura 4.68 – Estimativa da Incerteza Expandida de Medição para o Método da comparação sequencial utilizando Resposta Impulsiva e varredura de senos.

CAPÍTULO 5

MÉTODO DA COMPARAÇÃO SEQUENCIAL EM CAMPO DIFUSO

5.1. Introdução

Laboratórios que trabalham com medição de potência sonora e que buscam a qualidade dos resultados de suas medições de acordo com a ISO/IEC 17025 [39] necessitam comprovar a validade da calibração de seus equipamentos de medição bem, como estimar a incerteza dos resultados de sua medição. A calibração do microfone para medição de potência sonora é, portanto, item compulsório para o laboratório que deseja estar em conformidade com [39].

A calibração de microfones em campo difuso atende ao requisito da Norma ISO3743 – 2 [40] para determinação da potência sonora pelo método direto. O método tradicional para calibração de microfones em campo difuso já é dominado pelo LAETA [12] e apresenta o inconveniente de demandar bastante tempo para a determinação da sensibilidade do microfone sob teste, mais que 35 minutos, além de necessitar de maior número de equipamentos para a realização do procedimento de calibração, por exemplo, um “*boom rotate*” e duas fontes sonoras de referência. A busca por um método de calibração alternativo para a calibração de microfones de medição em campo difuso visa diminuir custo e tempo de calibração.

A mesma técnica descrita no Capítulo 3 pode também ser aplicada para a determinação da sensibilidade de microfones em campo difuso. A proposta tem por objetivo diminuir drasticamente o tempo de calibração. O primeiro requisito para que isto possa ser alcançado é a qualificação da câmara reverberante segundo a ISO 3741 [41], assegurando que a câmara reverberante utilizada tenha realmente um campo difuso.

5.2. O método proposto para campo difuso

5.2.1 Procedimento para a determinação da sensibilidade do microfone sob teste

A proposta adotada neste trabalho para a determinação da sensibilidade em campo difuso do microfone de medição é bastante diferente da descrita por [12]. O método proposto neste trabalho consiste em utilizar-se um sinal de excitação que permita a obtenção da resposta impulsiva do sistema alto-falante-câmara reverberante-microfone.

O método proposto por [12] utiliza como sinal de excitação o ruído rosa. Portanto para que se consiga obter uma boa representação da resposta em frequência do sistema fonte sonora-câmara reverberante-microfone é necessário um longo tempo de aquisição para o nível equivalente (L_{eq}), a Figura 5.1 mostra os equipamentos utilizados neste procedimento de calibração.

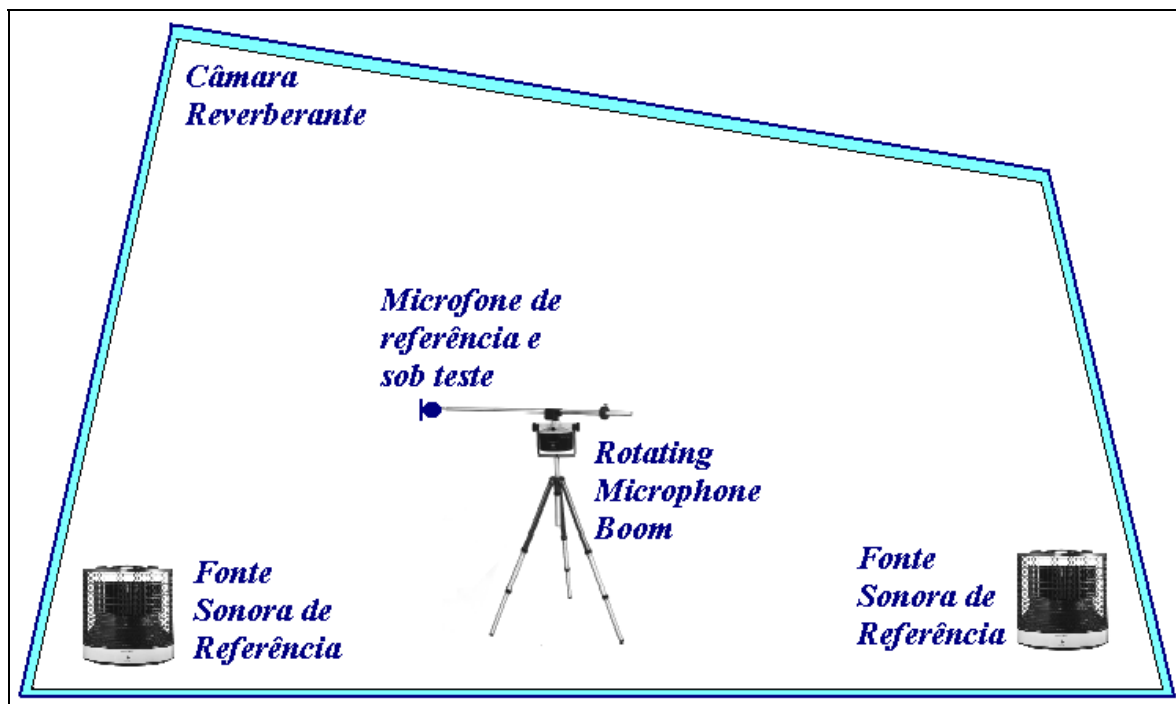


Figura 5.1 – Equipamentos necessários na calibração em campo difuso pelo método tradicional.

Para a obtenção da resposta impulsiva do sistema alto-falante-câmara reverberante-microfone (ACM) a proposta é utilizar a varredura de senos como sinal de excitação. As vantagens apresentadas por este sinal de excitação estão bem descritas no Capítulo 3.

Como o método proposto é um método secundário, que adota o conceito da calibração por comparação com excitação sequencial, o objetivo do método para a determinação da sensibilidade do microfone sob teste (M_t) é a determinação da diferença entre os níveis de pressão sonora (NPS) medido com o microfone de teste (L_t) e o microfone de referência (L_{ref}). Novamente a Equação (4.1) será utilizada para cada terço de oitava.

Recordando, a proposta adotada neste trabalho visa a obtenção da resposta impulsiva do sistema ACM quando medida com o microfone de referência e com o microfone sob teste. A Figura 5.2 mostra uma resposta impulsiva obtida durante uma medição onde pode ser

observada no final da resposta impulsiva a presença de componentes de distorção que o subwoofer e o dodecaedro introduzem ao sistema.

Para a remoção completa destes componentes indesejáveis, aplica-se uma janela de maneira que somente o conteúdo das informações que estão presentes no sinal direto, refletido e reverberado permaneçam na resposta impulsiva. O resultado após a multiplicação da função janela pela resposta impulsiva presente na Figura 5.2 é mostrado na Figura 5.3.

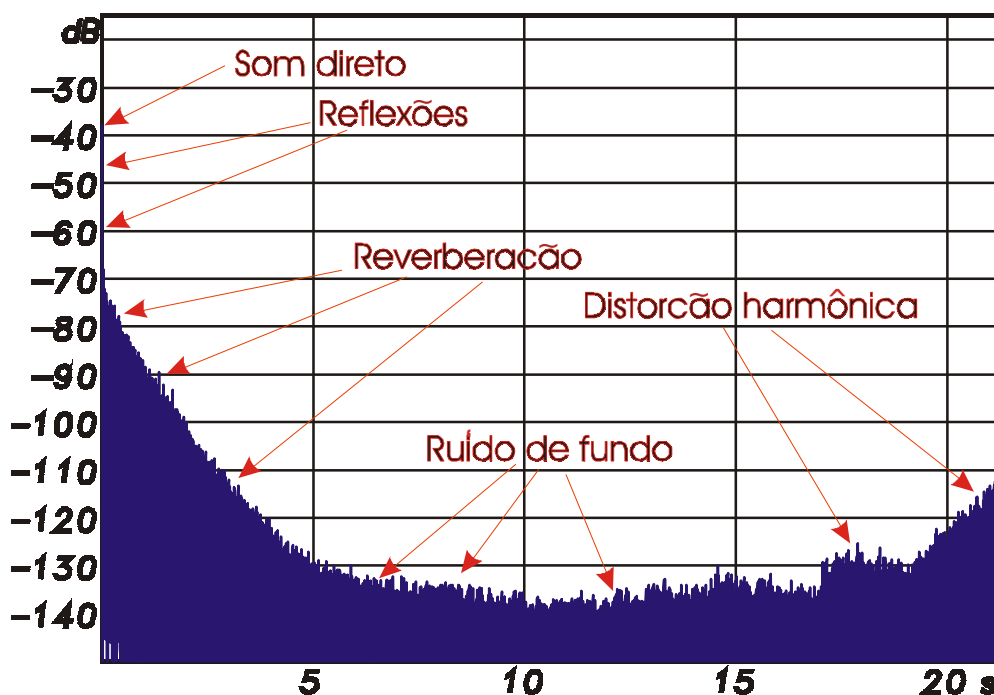


Figura 5.2 - Resposta Impulsiva do sistema ACM

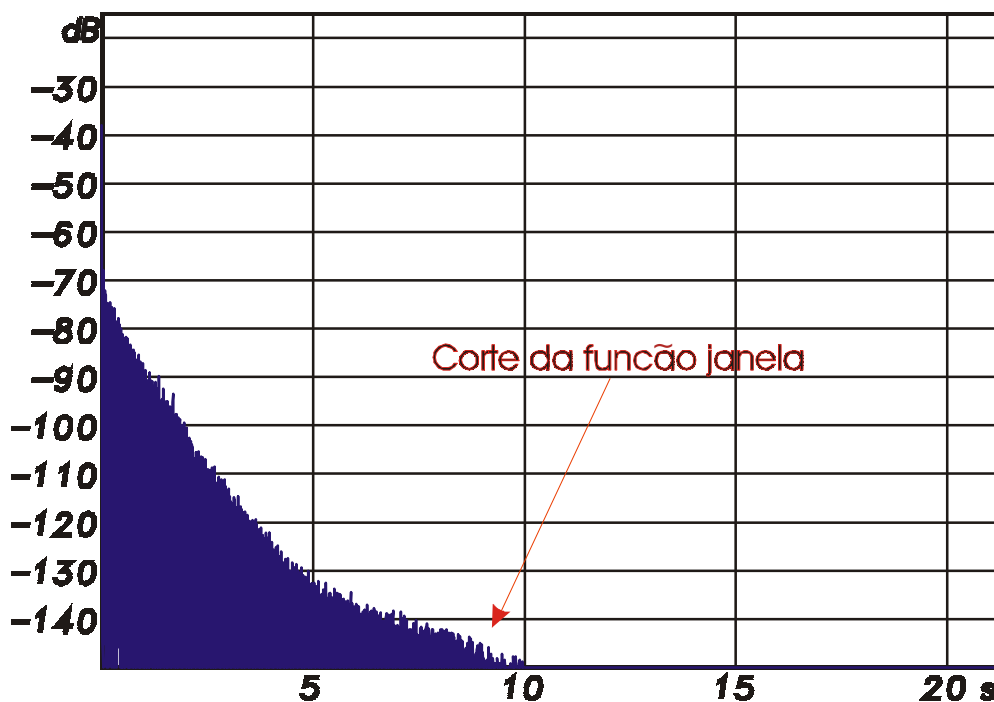


Figura 5.3 – Resposta Impulsiva do sistema ACM após a multiplicação da função janela.

Os passos seguintes são idênticos aos descritos no capítulo anterior. Aplica-se a FFT na resposta impulsiva pós-janelada, passando do domínio do tempo para o domínio da frequência. Em seguida, uma suavização da FRF é aplicada para a determinação dos valores centrais dos de terços de oitava desejados, obtendo assim os níveis de pressão sonora para cada terço de oitava, o que torna possível operar a Equação (4.1).

Todo o esforço computacional descrito anteriormente, assim como a parte relacionada à aquisição e geração dos sinais, é controlado pelo software *Monkey Forest*, que opera um hardware de aquisição de sinais chamado *ITADDA16-Dual 16Bit AD/DA Measuring-System*, junto com um computador *Pentium II 350MHz* com 256MB de memória.

Para a transdução dos sinais sonoros em sinais de tensão até o hardware descrito acima se utiliza um multiplexador Larson Davis modelo 2210 conectado a um pré-amplificador Larson Davis modelo PRM902 que polariza e condiciona o sinal do microfone Brüel & Kjaer modelo 4180. Um total de 3 microfones B&K 4180 foram utilizados.

A fonte sonora utilizada é um conjunto composto de uma caixa de subwoofer equipada com alto-falante *Selenium* de 12 polegadas e um dodecaedro com 12 alto-falantes coaxiais *Selenium* de 4 polegadas. A Figura 5.4 apresenta o diagrama de ligações dos instrumentos utilizados nesta calibração.

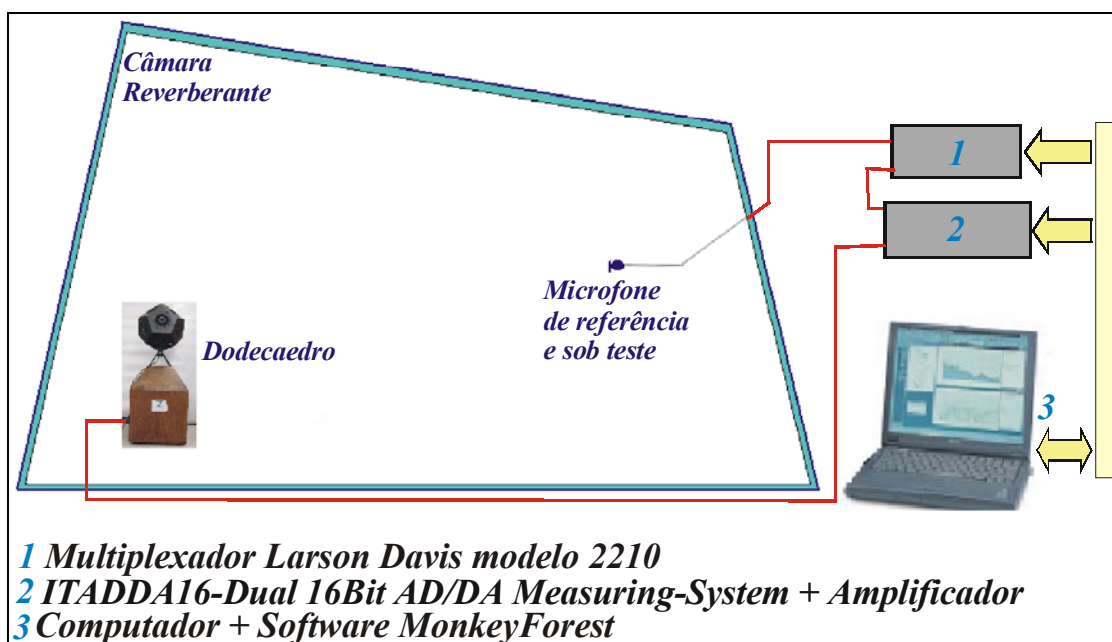


Figura 5.4 – Diagrama de ligações dos instrumentos utilizados no método proposto para campo difuso.

O sinal de excitação construído pelo software *Monkey Forest* é uma varredura de dois canais com comprimento 2^{20} de dados de amostragem, cujo espectro é composto por 3 elementos:

- 1) Equalização do conjunto woofer-dodecaedro para que este tenha resposta plana da potência acústica emitida.
- 2) Pré-ênfase adicional de 20 dB em baixas frequências para sobrepor o ruído de fundo crescente nessa faixa.
- 3) Crossover que separa a faixa até 60Hz para o woofer e a faixa de frequências acima para o dodecaedro. Foram aplicados filtros passa-bandas de alta inclinação (ordem 8) para manter a faixa de transição estreita. Na frequência de corte do crossover, a atenuação de ambos os filtros é de 3 dB, resultando em uma resposta combinada do woofer e do dodecaedro.

A Figura 5.5 apresenta graficamente o espectro de potência emitido pelo dodecaedro.

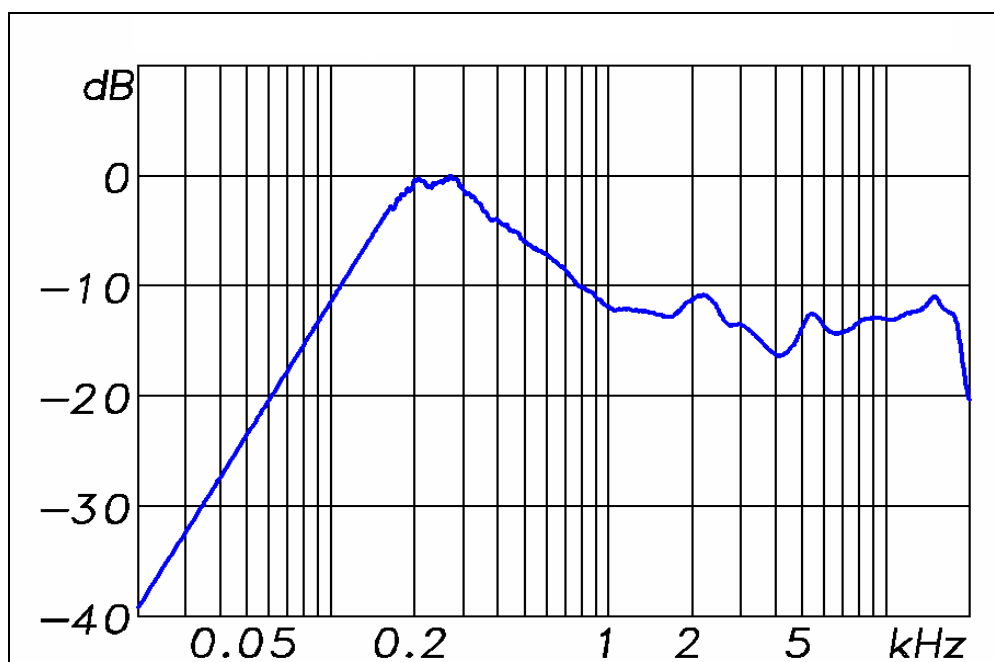


Figura 5.5 - Espectro da potência acústica emitida pelo dodecaedro.

5.2.2 Resultados obtidos na calibração por comparação sequencial em campo difuso

As medições que levaram aos resultados das calibrações dos três microfones pelo método proposto em campo difuso permitiram a comparação com o resultado previamente determinado por um método já normalizado.

Assim como descrito no método para campo livre simulado, para melhor estimar o desvio do método proposto em relação a um método usado como referência utilizou-se a seguinte estratégia:

♦ O método escolhido como referência foi o método da reciprocidade em campo de pressão, também chamado de método absoluto em campo de pressão.

♦ Foram calibrados três microfones B&K 4180 pelo método da reciprocidade em campo de pressão, método dominado pelo LAETA. Após esta calibração deve-se aplicar o fator de correção de campo de pressão para campo difuso obtido da Norma IEC 61183 [11] e apresentado na Tabela 5.1. A IEC 61183 fornece o fator de correção de campo difuso para pressão (Δ_{DP}) e também de campo difuso para livre ($10\log\gamma$), conforme Figura 5.6. Para obter a sensibilidade em campo difuso, conhecendo-se a sensibilidade em campo de pressão, basta aplicar o fator de correção de campo de pressão para campo difuso (Δ_{DP}), simplesmente somado-o a sensibilidade do microfone determinada pelo método da reciprocidade em campo de pressão. O resultado deste procedimento é a sensibilidade em campo difuso que se deseja para servir como referência.

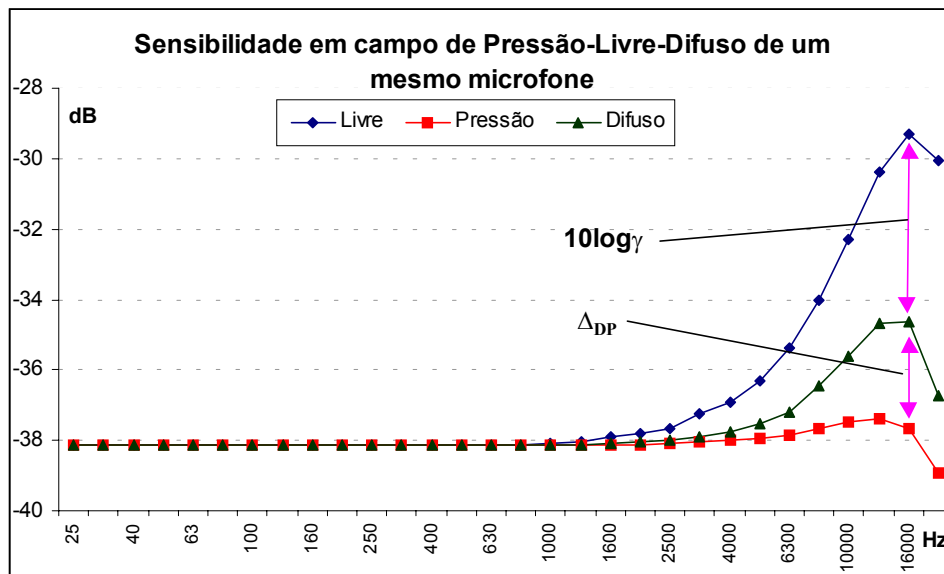


Figura 5.6 – Correções de campo livre para difuso ($10\log\gamma$) e de campo de pressão para difuso (Δ_{DP}).

Tabela 5.1 – Fatores de correção (em dB) de campo livre para campo difuso ($10\log\gamma$), campo de pressão para campo difuso (Δ_{DP}) e campo de pressão para campo livre (Δ_{PF}).

Freq	$10\log\gamma$	Δ_{DP}	Δ_{PF}
20	0,00	0,00	0,00
25	0,00	0,00	0,00
31,5	0,00	0,00	0,00
40	0,00	0,00	0,00
50	0,00	0,00	0,00
63	0,00	0,00	0,00
80	0,00	0,00	0,00
100	0,00	0,00	0,00
125	0,00	0,00	0,00
160	0,00	0,00	0,00
200	0,00	0,00	0,00
250	0,00	0,00	0,00
315	0,00	0,00	0,00
400	0,00	0,00	0,00
500	0,00	0,00	0,00
630	0,00	0,00	0,00
800	0,00	0,00	0,00
1000	0,05	0,00	0,05
1250	0,10	0,00	0,10
1600	0,20	0,05	0,25
2000	0,20	0,10	0,30
2500	0,35	0,10	0,45
3150	0,65	0,15	0,80
4000	0,85	0,25	1,10
5000	1,25	0,40	1,65
6300	1,80	0,65	2,45
8000	2,45	1,20	3,65
10000	3,30	1,90	5,20
12500	4,30	2,70	7,00
16000	5,30	3,05	8,35
20000	6,70	2,20	8,90

♦ Com as sensibilidades dos três microfones B&K4180 previamente determinadas, pode-se estudar a repetitividade e reprodutibilidade deste método.

♦ Para melhor avaliar a influência do campo sonoro no interior da câmara reverberante sobre o resultado do método proposto, foram utilizados três diferentes posições para microfones e duas posições diferentes da fonte sonora, conforme mostrado na Figura 5.7.

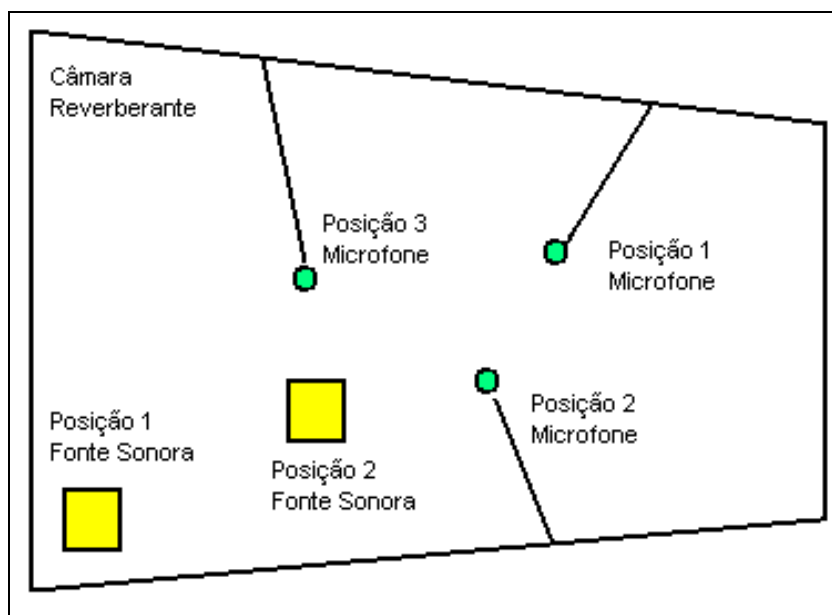


Figura 5.7 – Esquema do posicionamento para os microfones e fontes sonoras no interior da câmara reverberante.

Como já foi descrito, o objetivo é a determinação da sensibilidade operando-se a Equação (4.1). Para tanto, foi assumido que os três microfones utilizados são nomeados como M1, M2 e M3.

Combinando os três pares de microfones como M1M2, M1M3 e M2M3 para cada posição de microfone pode-se operar a Equação (4.1). Por exemplo, na posição 1 de microfone (P1) e posição 1 da fonte sonora (F1), foram obtidos três resultados com a Equação (4.1); M1M2F1P1, M1M3F1P1 e M2M3F1P1. Onde M1M2 significa que o microfone M1 foi utilizado como microfone de referência e o microfone M2 foi utilizado como microfone sob teste, isto é, o microfone M1 mediu um NPS de L_{refl} dB e o microfone M2 mediu um NPS de L_{t2} dB.

Ao final de todas as medições das três posições de microfone e duas posições de fonte sonora, dezoito resultados foram analisados para estimar-se a reprodutibilidade do método proposto. Vale ressaltar que para cada par de microfones, por exemplo M1M3, foram realizadas cinco réplicas da Equação (4.1), possibilitando a estimativa da repetitividade do método proposto.

A Figura 5.8 e 5.9 mostram o interior da câmara reverberante do Inmetro com 225,6 m³ e 230,6 m² utilizada neste método de calibração de microfones, bem como as duas posições do dodecaedro.



Figura 5.8 – Posição 1 do dodecaedro no interior da câmara reverberante utilizada na calibração de microfones.



Figura 5.9 – Posição 2 do dodecaedro no interior da câmara reverberante utilizada na calibração de microfones.

As Figuras 5.10, 5.11 e 5.12 apresentam os resultados dos desvios do método proposto em relação ao método da reciprocidade, portanto, zero dB significa o resultado da calibração do microfone sob teste quando calibrado pelo método da reciprocidade. Os desvios apresentados dependem da posição de microfone e da posição da fonte (dodecaedro). Naturalmente, à medida que o acoplamento fonte sonora – microfone tender a um acoplamento em um campo difuso perfeito, os desvios apresentados tendem a diminuir.

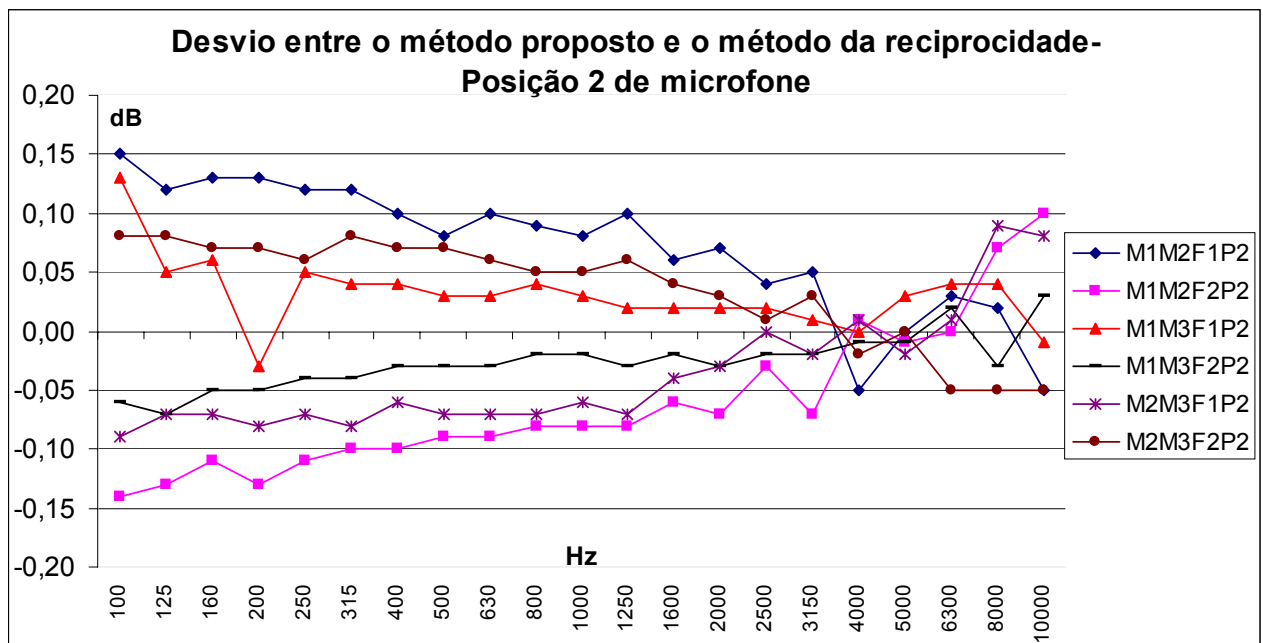


Figura 5.10 – Desvios apresentados na realização do método proposto em relação ao método da reciprocidade quando os três pares de microfones estavam na posição de microfone 1 (P1).

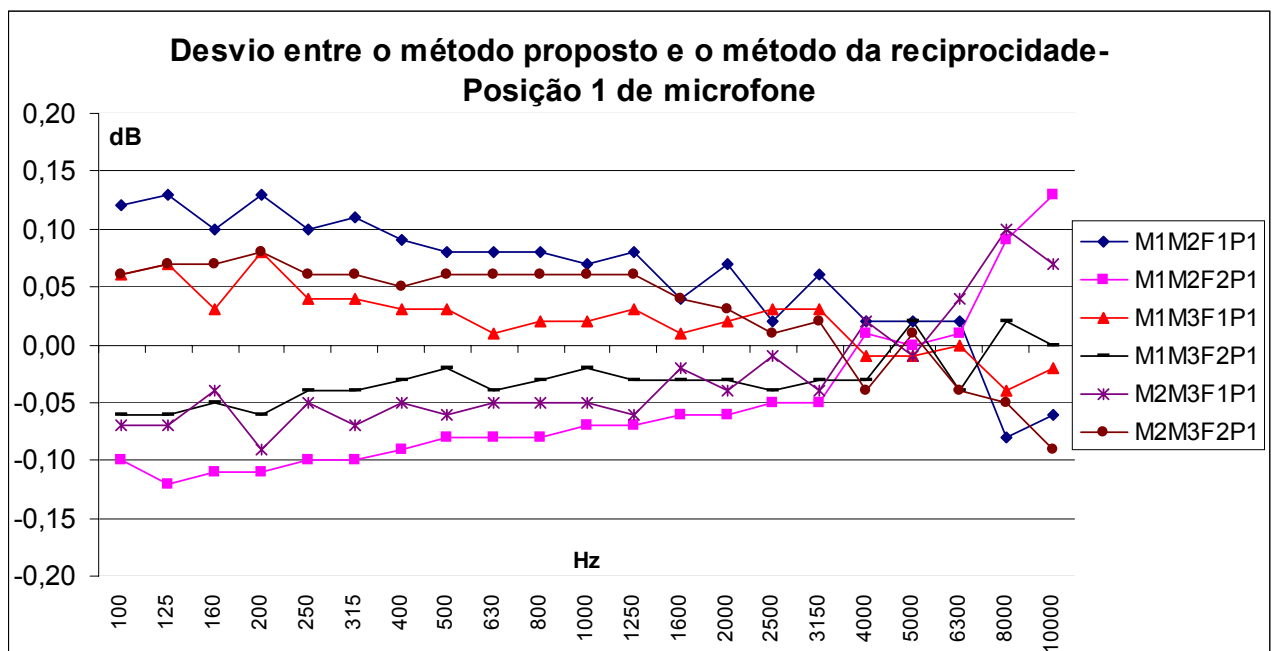


Figura 5.11 – Desvios apresentados na realização do método proposto em relação ao método da reciprocidade quando os três pares de microfones estavam na posição de microfone 2 (P2).

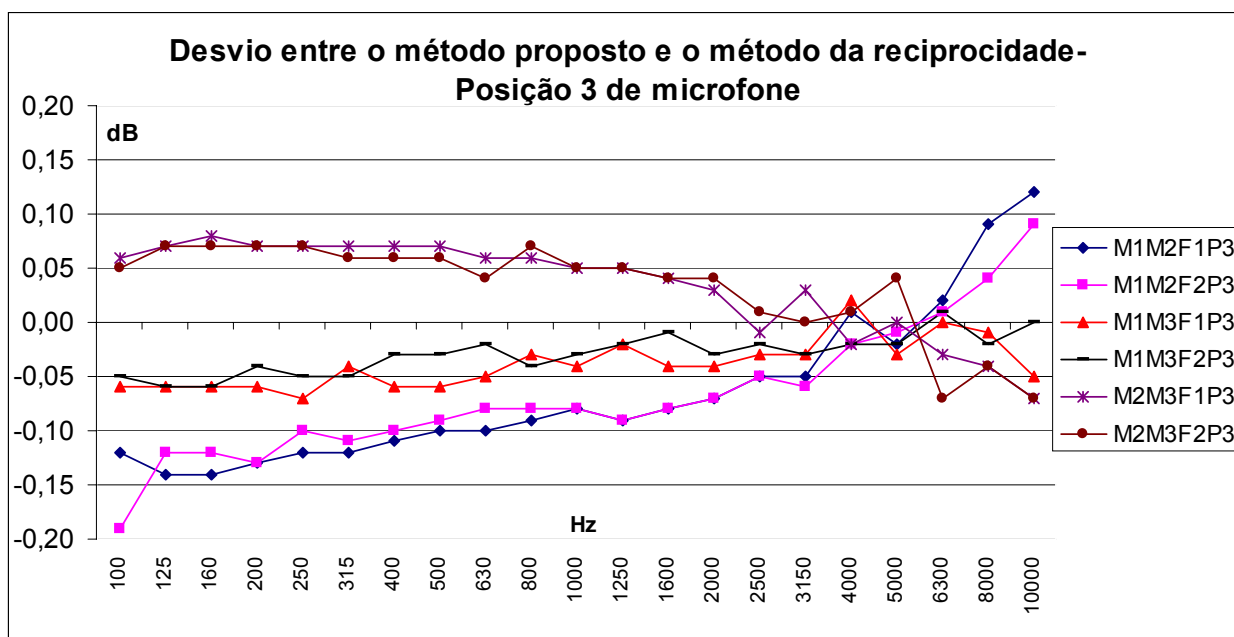


Figura 5.12 – Desvios apresentados na realização do método proposto em relação ao método da reciprocidade quando os três pares de microfones estavam na posição de microfone 3 (P3).

Para uma avaliação da repetitividade do método proposto foi necessário calcular os desvios padrões de cada par de microfones em cada uma das três possíveis posições de microfone e também das duas possíveis posições de fonte assumidas nesta validação. Para cada par de microfones foram realizadas cinco réplicas que permitiram estimar o desvio padrão de repetitividade. O total de desvios padrão calculados é função do número de pares de microfones, posições de fonte e posições de microfones, implicando em 18 resultados de desvio padrão que estão graficamente representados na Figura 5.13.

Para uma avaliação da reprodutibilidade do método proposto estimou-se o desvio padrão entre os três pares de microfones na posição 1 de microfone (P1) com a posição de fonte variando. As tendências nesta posição de microfone também foram calculadas. A Figura 5.14 apresenta o resultado dos desvios padrão estimados, bem como o resultado das tendências para a posição de microfone 1 (P1). A Figura 5.15 apresenta o resultado dos desvios padrão estimados, bem como o resultado das tendências para a posição de microfone 2 (P2). A Figura 5.16 apresenta o resultado dos desvios padrão estimados, bem como o resultado das tendências para a posição de microfone 3 (P3).

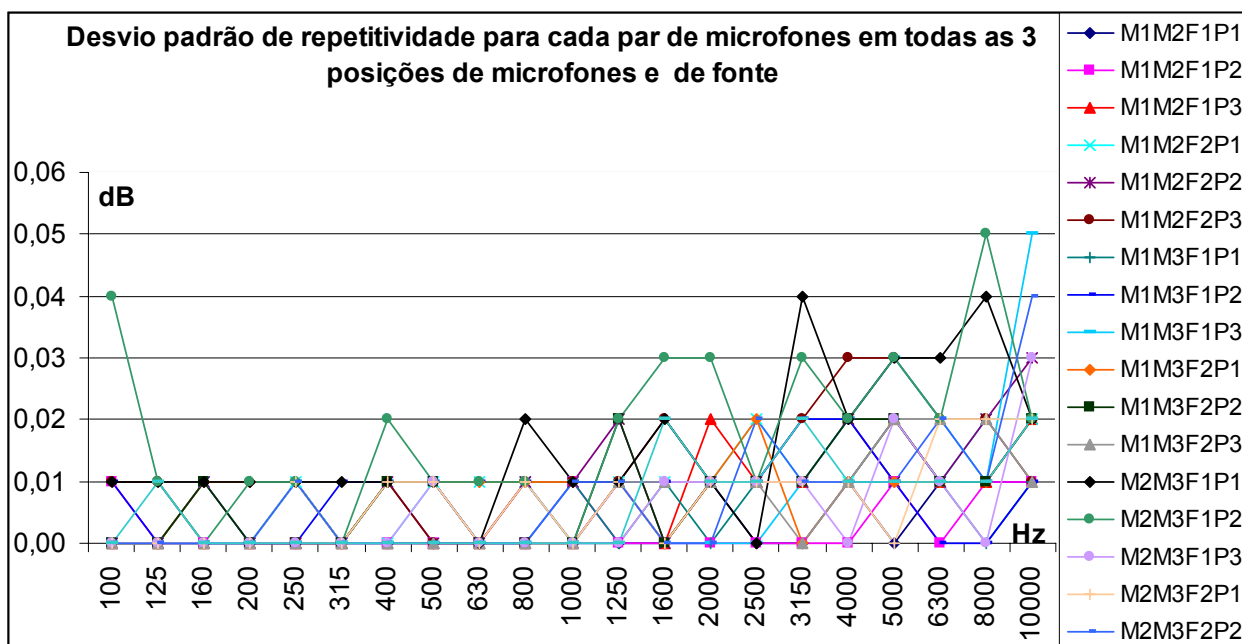


Figura 5.13 – Desvio padrão de repetitividade para cada par de microfones nas três posições de microfone e duas posições fonte.

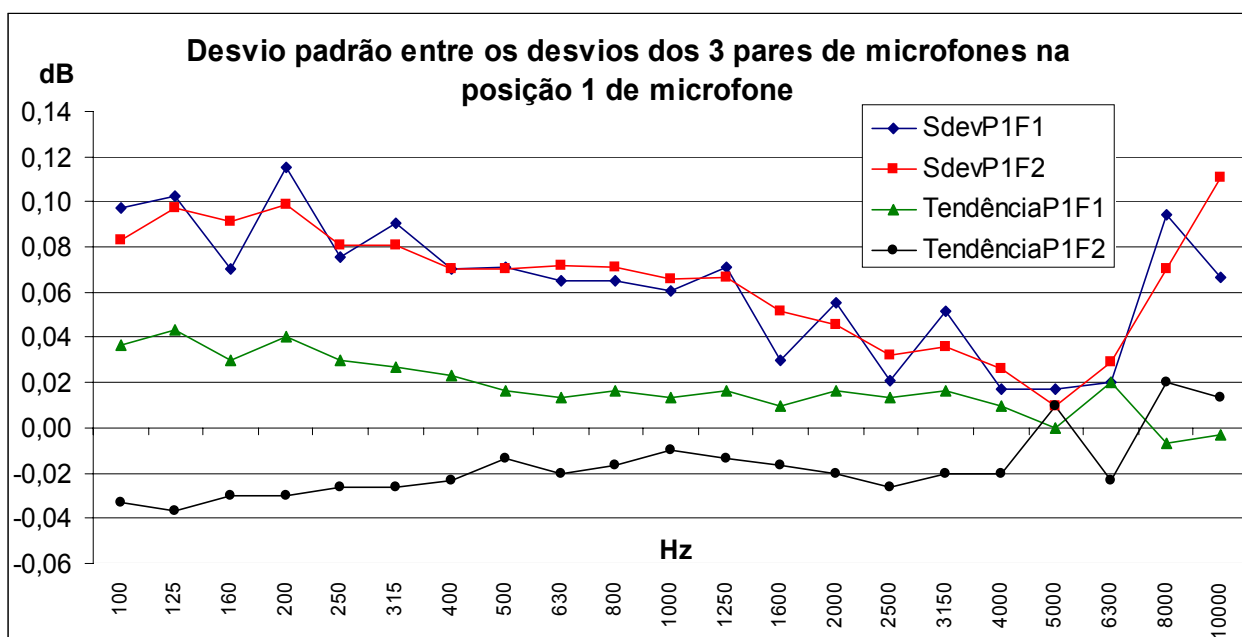


Figura 5.14 – Desvios padrão entre os desvios apresentados pelos três pares de microfones e as tendências do método proposto quando na posição 1 (P1) de microfone e posição de fonte F1 e F2.

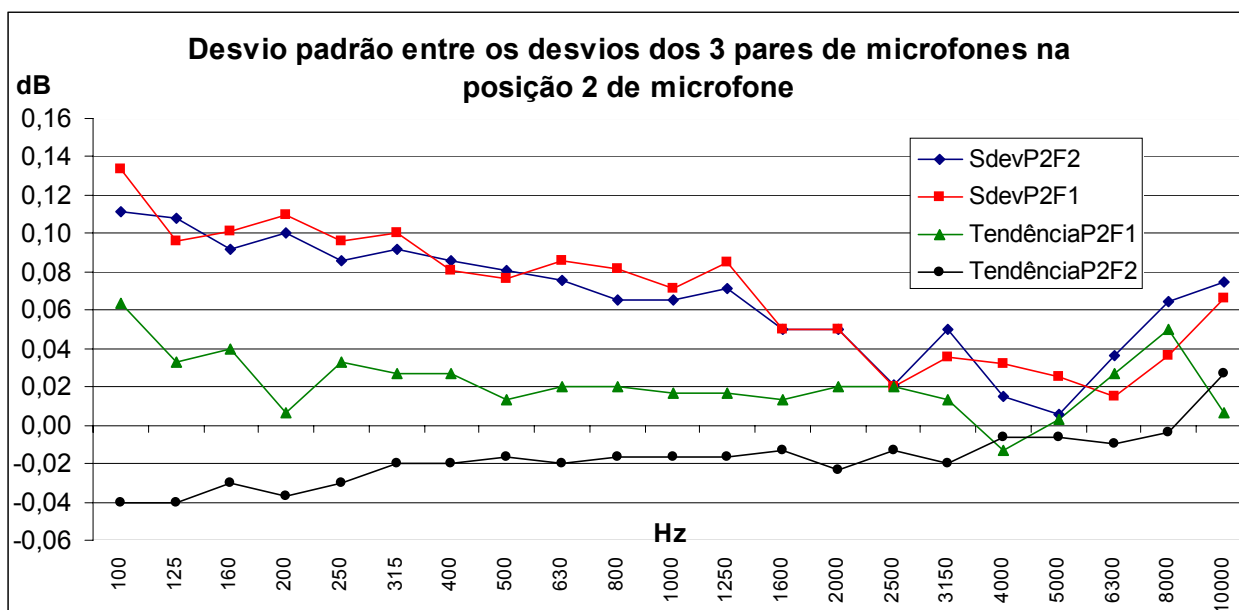


Figura 5.15 – Desvios padrão entre os desvios apresentados pelos 3 pares de microfones e as tendências do método proposto quando na posição 2 (P2) de microfone e posição de fonte F1 e F2.

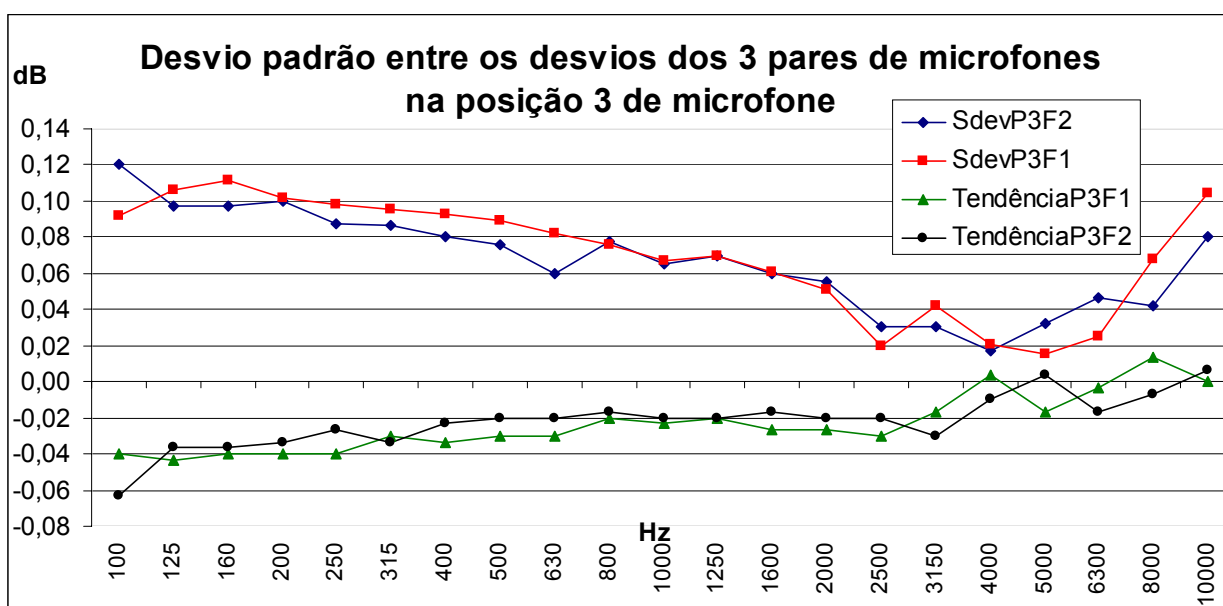


Figura 5.16 – Desvios padrão entre os desvios apresentados pelos três pares de microfones e as tendências do método proposto quando na posição 3 (P3) de microfone e posição de fonte F1 e F2.

5.2.3 Estimativa da incerteza expandida de medição

Para este método, comparação em campo difuso, serão assumidas as fontes de incerteza consideradas mais significante para o método proposto em campo difuso. No

entanto, a descrição de cada uma das fontes de incerteza será repetida na contribuição da incerteza expandida para cada posição de fonte sonora e posição de microfone, com exceção da incerteza padrão de repetitividade, u_{rep} , e para a incerteza padrão da tendência, u_{tend} . Um total de 6 estimativas de incertezas expandidas de medição serão apresentadas a seguir.

5.2.3.1 Contribuição na incerteza devida ao microfone de referência, $u_{mic,refD}$:

Assim como calculado no capítulo anterior, item 4.2.4.1, aqui também será adotado a mesma análise da Tabela 4.14. O certificado de calibração do microfone de referência apresenta a incerteza $U_{95\%}$ com $k=2$. A incerteza padrão do microfone de referência calibrado em campo de pressão é $u_{mic,ref}$. A incerteza da correção de campo de pressão para campo difuso, $U_{95\%\Delta PD}$, utilizada nesta calibração em campo difuso, é dada pela IEC61183 como sendo 0,03 dB para todo o espectro, o que dá uma contribuição de incerteza $u_{\Delta PD}$ de 0,015 dB para todo espectro onde foi aplicada a correção. A Tabela 5.2 apresenta os valores estimados para a contribuição da incerteza devido ao microfone de referência $u_{mic,refD}$.

Tabela 5.2 – Incerteza expandida de medição declarada no certificado de calibração do microfone de referência $U_{95\%}$, incerteza padrão $u_{mic,ref}$ e incerteza devido ao microfone de referência $u_{mic,refD}$.

Freq(Hz)	100 até 800	1000 até 6300	8000	10000
$U_{95\%}$ (dB)	0,05	0,05	0,06	0,07
$u_{mic,ref}$ (dB)	0,025	0,025	0,030	0,035
$U_{95\%\Delta PD}$ (dB)	0,000	0,03	0,03	0,03
$u_{\Delta PD}$ (dB)	0,000	0,015	0,015	0,015
$u_{mic,refD}$ (dB)	0,025	0,029	0,034	0,038

5.2.3.2 Contribuição na incerteza devida à capacitância do microfone, $u_{mic,cap}$:

Assumindo que os microfones B&K4180 não apresentam capacitâncias nominais idênticas, mas com uma variação de 1 pF. Nominalmente a capacitância nominal é 18 pF. Isto leva a uma incerteza padrão $u_{mic,cap} = 0,028/\sqrt{3}$ dB = 0,016 dB.

5.2.3.3 Contribuição na incerteza devida à não linearidade do analisador, $u_{lin,ana}$:

Neste caso, o hardware ITA ROBO16 foi assumido ter uma incerteza padrão de linearidade $u_{lin,ana} = 0,03/\sqrt{3}$ dB = 0,017 dB.

5.2.3.4 Contribuição na incerteza devida à repetitividade , u_{rep} :

Dos 3 pares combinados de microfones, para cada posição de fonte e posição de microfone, foi observado o desvio padrão experimental de cada um dos pares. Para efeito de computar a repetitividade na estimativa de incerteza do método proposto buscou-se o pior desvio padrão experimental, $Sdev_{exp11}$, para a composição fonte sonora na posição F1 e posição de microfones na posição P1, lembrando que para cada par de microfones foram realizadas 5 réplicas, permitindo calcular a repetitividade a partir do desvio padrão experimental dividido por raiz de $n = 5$ réplicas. A Tabela 5.3 apresenta os valores de $Sdev_{exp11}$ e u_{rep11} para cada 1/3 oitava. A Tabela 5.4 apresenta os valores de $Sdev_{exp21}$ e u_{rep21} para cada 1/3 oitava, composição fonte sonora na posição F2 e posição de microfones na posição P1. A Tabela 5.5 apresenta os valores de $Sdev_{exp12}$ e u_{rep12} para cada 1/3 oitava, composição fonte sonora na posição F1 e posição de microfones na posição P2. A Tabela 5.6 apresenta os valores de $Sdev_{exp22}$ e u_{rep22} para cada 1/3 oitava, composição fonte sonora na posição F2 e posição de microfones na posição P2. A Tabela 5.7 apresenta os valores de $Sdev_{exp13}$ e u_{rep13} para cada 1/3 oitava, composição fonte sonora na posição F1 e posição de microfones na posição P3. A Tabela 5.8 apresenta os valores de $Sdev_{exp23}$ e u_{rep23} para cada 1/3 oitava, composição fonte sonora na posição F2 e posição de microfones na posição P3.

Tabela 5.3 – Valores do desvio padrão experimental de 5 réplicas, $Sdev_{exp11}$, e da componente de incerteza devido a repetitividade u_{rep11} , quando a fonte sonora na posição F1 e posição de microfones na posição P1.

Freq	$Sdev_{exp11}$	u_{rep11}
100	0,01	0,004
125	0,01	0,004
160	0,01	0,004
200	0,01	0,004
250	0,01	0,004
315	0,01	0,004
400	0,01	0,004
500	0,01	0,004
630	0,01	0,004
800	0,02	0,009
1000	0,01	0,004
1250	0,01	0,004
1600	0,02	0,009
2000	0,01	0,004
2500	0,01	0,004
3150	0,04	0,018
4000	0,02	0,009
5000	0,03	0,013
6300	0,03	0,013
8000	0,04	0,018
10000	0,02	0,009

Tabela 5.4 – Valores do desvio padrão experimental de 5 réplicas, $Sdev_{exp21}$, e da componente de incerteza devido a repetitividade u_{rep21} , quando a fonte sonora na posição F2 e posição de microfones na posição P1.

Freq	$Sdev_{exp21}$	u_{rep21}
100	0,00	0,000
125	0,00	0,000
160	0,01	0,004
200	0,01	0,004
250	0,01	0,004
315	0,00	0,000
400	0,01	0,004
500	0,01	0,004
630	0,01	0,004
800	0,01	0,004
1000	0,01	0,004
1250	0,01	0,004
1600	0,01	0,004
2000	0,01	0,004
2500	0,02	0,009
3150	0,01	0,004
4000	0,01	0,004
5000	0,01	0,004
6300	0,02	0,009
8000	0,02	0,009
10000	0,02	0,009

Tabela 5.5 – Valores do desvio padrão experimental de 5 réplicas, $Sdev_{exp12}$, e da componente de incerteza devido a repetitividade u_{rep12} , quando a fonte sonora na posição F1 e posição de microfones na posição P2.

Freq	$Sdev_{exp12}$	u_{rep12}
100	0,00	0,000
125	0,00	0,000
160	0,01	0,004
200	0,01	0,004
250	0,01	0,004
315	0,00	0,000
400	0,01	0,004
500	0,01	0,004
630	0,01	0,004
800	0,01	0,004
1000	0,01	0,004
1250	0,01	0,004
1600	0,01	0,004
2000	0,01	0,004
2500	0,02	0,009
3150	0,01	0,004
4000	0,01	0,004
5000	0,01	0,004
6300	0,02	0,009
8000	0,02	0,009
10000	0,02	0,009

Tabela 5.6 – Valores do desvio padrão experimental de 5 réplicas, $Sdev_{exp22}$, e da componente de incerteza devido a repetitividade u_{rep22} , quando a fonte sonora na posição F2 e posição de microfones na posição P2.

Freq	$Sdev_{exp22}$	u_{rep22}
100	0,00	0,000
125	0,00	0,000
160	0,01	0,004
200	0,00	0,000
250	0,01	0,004
315	0,00	0,000
400	0,01	0,004
500	0,01	0,004
630	0,00	0,000
800	0,01	0,004
1000	0,01	0,004
1250	0,02	0,009
1600	0,00	0,000
2000	0,01	0,004
2500	0,02	0,009
3150	0,01	0,004
4000	0,02	0,009
5000	0,02	0,009
6300	0,02	0,009
8000	0,02	0,009
10000	0,04	0,018

Tabela 5.7 – Valores do desvio padrão experimental de 5 réplicas, $Sdev_{exp13}$, e da componente de incerteza devido a repetitividade u_{rep13} , quando a fonte sonora na posição F1 e posição de microfones na posição P3.

Freq	$Sdev_{exp13}$	u_{rep13}
100	0,00	0,000
125	0,00	0,000
160	0,00	0,000
200	0,00	0,000
250	0,01	0,004
315	0,00	0,000
400	0,01	0,004
500	0,01	0,004
630	0,00	0,000
800	0,00	0,000
1000	0,01	0,004
1250	0,01	0,004
1600	0,01	0,004
2000	0,02	0,009
2500	0,01	0,004
3150	0,01	0,004
4000	0,02	0,009
5000	0,03	0,013
6300	0,02	0,009
8000	0,01	0,004
10000	0,05	0,022

Tabela 5.8 – Valores do desvio padrão experimental de 5 réplicas, $Sdev_{exp23}$, e da componente de incerteza devido a repetitividade u_{rep23} , quando a fonte sonora na posição F2 e posição de microfones na posição P3.

Freq	$Sdev_{exp23}$	u_{rep23}
100	0,01	0,004
125	0,01	0,004
160	0,00	0,000
200	0,00	0,000
250	0,00	0,000
315	0,00	0,000
400	0,01	0,004
500	0,00	0,000
630	0,00	0,000
800	0,01	0,004
1000	0,01	0,004
1250	0,01	0,004
1600	0,02	0,009
2000	0,01	0,004
2500	0,01	0,004
3150	0,02	0,009
4000	0,03	0,013
5000	0,03	0,013
6300	0,02	0,009
8000	0,02	0,009
10000	0,02	0,009

5.2.3.5 Contribuição na incerteza devida ao erro de arredondamento, u_{arred} :

Os resultados da calibração a serem apresentados no certificado de calibração serão escritos com uma resolução de 0,1 dB, levando a uma semi-faixa de 0,05 dB com distribuição de probabilidade retangular. A componente de incerteza devido ao arredondamento, u_{arred} , é $0,05/\sqrt{3}$ dB = 0,029 dB.

5.2.3.6 Contribuição na incerteza da tendência do método proposto, u_{tend} :

A reprodutibilidade do método proposto para cada combinação dos 3 pares de microfones na posição do microfone com a fonte sonora apresentaram tendências, conforme mostrado nas Figuras 4.26, 4.27 e 4.28, que devem ser assumidas como valores de correções a serem aplicados ao valor final da calibração. Mesmo que os valores destas tendências venham a ser muito pequeno, a incerteza associada a cada tendência deve ser computada.

A incerteza da tendência para cada combinação de posição de fonte sonora e posição de microfone foi estimada como sendo o valor do desvio padrão calculado entre os desvios apresentados por cada um dos três pares de microfones, $Sdev_{3pars11}$, $Sdev_{3pars21}$, $Sdev_{3pars12}$, $Sdev_{3pars22}$. A Tabela 5.9 apresenta os valores de $Sdev_{3pars11}$ para cada 1/3 oitava, também é

apresentado o valor da tendência11. A incerteza da tendência11, $u_{tend11} = Sdev_{3pars11}/\sqrt{3}$ também é apresentada na Tabela 5.10. A Tabela 5.11 apresenta os valores $Sdev_{3pars21}$, tendência21 e u_{tend21} , correspondendo à fonte sonora na posição F2 e posição de microfones na posição P1. A Tabela 4.15 apresenta os valores $Sdev_{3pars12}$, tendência12 e u_{tend12} , correspondendo à fonte sonora na posição F1 e posição de microfones na posição P2. A Tabela 5.12 apresenta os valores $Sdev_{3pars22}$, tendência22 e u_{tend22} , correspondendo à fonte sonora na posição F2 e posição de microfones na posição P2. . A Tabela 5.13 apresenta os valores $Sdev_{3pars13}$, tendência13 e u_{tend13} , correspondendo à fonte sonora na posição F1 e posição de microfones na posição P3. . A Tabela 5.14 apresenta os valores $Sdev_{3pars23}$, tendência23 e u_{tend23} , correspondendo à fonte sonora na posição F2 e posição de microfones na posição P3.

Tabela 5.9 – Desvios M1M2F1P1, M1M3F1P1 e M2M3F1P1 referentes aos 3 pares de microfones na posição de fonte F1 e posição de microfone P1, desvio padrão $Sdev_{3pars11}$ entre os 3 desvios, tendência11 e incerteza da tendência11 u_{tend11} .

Freq	M1M2F1P1	M1M3F1P1	M2M3F1P1	$Sdev_{3pars11}$	tendência11	u_{tend11}
100	0,12	0,06	-0,07	0,10	0,04	0,056
125	0,13	0,07	-0,07	0,10	0,04	0,059
160	0,10	0,03	-0,04	0,07	0,03	0,040
200	0,13	0,08	-0,09	0,12	0,04	0,067
250	0,10	0,04	-0,05	0,08	0,03	0,044
315	0,11	0,04	-0,07	0,09	0,03	0,052
400	0,09	0,03	-0,05	0,07	0,02	0,041
500	0,08	0,03	-0,06	0,07	0,02	0,041
630	0,08	0,01	-0,05	0,07	0,01	0,038
800	0,08	0,02	-0,05	0,07	0,02	0,038
1000	0,07	0,02	-0,05	0,06	0,01	0,035
1250	0,08	0,03	-0,06	0,07	0,02	0,041
1600	0,04	0,01	-0,02	0,03	0,01	0,017
2000	0,07	0,02	-0,04	0,06	0,02	0,032
2500	0,02	0,03	-0,01	0,02	0,01	0,012
3150	0,06	0,03	-0,04	0,05	0,02	0,030
4000	0,02	-0,01	0,02	0,02	0,01	0,010
5000	0,02	-0,01	-0,01	0,02	0,00	0,010
6300	0,02	0,00	0,04	0,02	0,02	0,012
8000	-0,08	-0,04	0,10	0,09	-0,01	0,055
10000	-0,06	-0,02	0,07	0,07	0,00	0,038

Tabela 5.10 – Desvios M1M2F2P1, M1M3F2P1 e M2M3F2P1 referentes aos 3 pares de microfones na posição de fonte F2 e posição de microfone P1, desvio padrão $Sdev_{3pars21}$ entre os 3 desvios, tendência21 e incerteza da tendência21 u_{tend21} .

Freq	M1M2F2P1	M1M3F2P1	M2M3F2P1	$Sdev_{3pars21}$	tendência21	u_{tend21}
100	-0,10	-0,06	0,06	0,08	-0,03	0,048
125	-0,12	-0,06	0,07	0,10	-0,04	0,056
160	-0,11	-0,05	0,07	0,09	-0,03	0,053
200	-0,11	-0,06	0,08	0,10	-0,03	0,057
250	-0,10	-0,04	0,06	0,08	-0,03	0,047
315	-0,10	-0,04	0,06	0,08	-0,03	0,047
400	-0,09	-0,03	0,05	0,07	-0,02	0,041
500	-0,08	-0,02	0,06	0,07	-0,01	0,041
630	-0,08	-0,04	0,06	0,07	-0,02	0,042
800	-0,08	-0,03	0,06	0,07	-0,02	0,041
1000	-0,07	-0,02	0,06	0,07	-0,01	0,038
1250	-0,07	-0,03	0,06	0,07	-0,01	0,038
1600	-0,06	-0,03	0,04	0,05	-0,02	0,030
2000	-0,06	-0,03	0,03	0,05	-0,02	0,026
2500	-0,05	-0,04	0,01	0,03	-0,03	0,019
3150	-0,05	-0,03	0,02	0,04	-0,02	0,021
4000	0,01	-0,03	-0,04	0,03	-0,02	0,015
5000	0,00	0,02	0,01	0,01	0,01	0,006
6300	0,01	-0,04	-0,04	0,03	-0,02	0,017
8000	0,09	0,02	-0,05	0,07	0,02	0,040
10000	0,13	0,00	-0,09	0,11	0,01	0,064

Tabela 5.11 – Desvios M1M2F1P2, M1M3F1P2 e M2M3F1P2 referentes aos 3 pares de microfones na posição de fonte F1 e posição de microfone P2, desvio padrão $Sdev_{3pars12}$ entre os 3 desvios, tendência12 e incerteza da tendência12 u_{tend12} .

Freq	M1M2F1P2	M1M3F1P2	M2M3F1P2	$Sdev_{3pars12}$	tendência12	u_{tend12}
100	0,15	0,13	-0,09	0,13	0,06	0,077
125	0,12	0,05	-0,07	0,10	0,03	0,055
160	0,13	0,06	-0,07	0,10	0,04	0,059
200	0,13	-0,03	-0,08	0,11	0,01	0,063
250	0,12	0,05	-0,07	0,10	0,03	0,055
315	0,12	0,04	-0,08	0,10	0,03	0,058
400	0,10	0,04	-0,06	0,08	0,03	0,047
500	0,08	0,03	-0,07	0,08	0,01	0,044
630	0,10	0,03	-0,07	0,09	0,02	0,049
800	0,09	0,04	-0,07	0,08	0,02	0,047
1000	0,08	0,03	-0,06	0,07	0,02	0,041
1250	0,10	0,02	-0,07	0,09	0,02	0,049
1600	0,06	0,02	-0,04	0,05	0,01	0,029
2000	0,07	0,02	-0,03	0,05	0,02	0,029
2500	0,04	0,02	0,00	0,02	0,02	0,012
3150	0,05	0,01	-0,02	0,04	0,01	0,020
4000	-0,05	0,00	0,01	0,03	-0,01	0,019
5000	0,00	0,03	-0,02	0,03	0,00	0,015
6300	0,03	0,04	0,01	0,02	0,03	0,009
8000	0,02	0,04	0,09	0,04	0,05	0,021
10000	-0,05	-0,01	0,08	0,07	0,01	0,038

Tabela 5.12 – Desvios M1M2F2P2, M1M3F2P2 e M2M3F2P2 referentes aos 3 pares de microfones na posição de fonte F2 e posição de microfone P2, desvio padrão $Sdev_{3pars22}$ entre os 3 desvios, tendência22 e incerteza da tendência22 u_{tend22} .

Freq	M1M2F2P2	M1M3F2P2	M2M3F2P2	$Sdev_{3pars22}$	tendência22	u_{tend22}
100	-0,14	-0,06	0,08	0,11	-0,04	0,064
125	-0,13	-0,07	0,08	0,11	-0,04	0,062
160	-0,11	-0,05	0,07	0,09	-0,03	0,053
200	-0,13	-0,05	0,07	0,10	-0,04	0,058
250	-0,11	-0,04	0,06	0,09	-0,03	0,049
315	-0,10	-0,04	0,08	0,09	-0,02	0,053
400	-0,10	-0,03	0,07	0,09	-0,02	0,049
500	-0,09	-0,03	0,07	0,08	-0,02	0,047
630	-0,09	-0,03	0,06	0,08	-0,02	0,044
800	-0,08	-0,02	0,05	0,07	-0,02	0,038
1000	-0,08	-0,02	0,05	0,07	-0,02	0,038
1250	-0,08	-0,03	0,06	0,07	-0,02	0,041
1600	-0,06	-0,02	0,04	0,05	-0,01	0,029
2000	-0,07	-0,03	0,03	0,05	-0,02	0,029
2500	-0,03	-0,02	0,01	0,02	-0,01	0,012
3150	-0,07	-0,02	0,03	0,05	-0,02	0,029
4000	0,01	-0,01	-0,02	0,02	-0,01	0,009
5000	-0,01	-0,01	0,00	0,01	-0,01	0,003
6300	0,00	0,02	-0,05	0,04	-0,01	0,021
8000	0,07	-0,03	-0,05	0,06	0,00	0,037
10000	0,10	0,03	-0,05	0,08	0,03	0,043

Tabela 5.13 – Desvios M1M2F1P3, M1M3F1P3 e M2M3F1P3 referentes aos 3 pares de microfones na posição de fonte F1 e posição de microfone P3, desvio padrão $Sdev_{3pars13}$ entre os 3 desvios, tendência13 e incerteza da tendência13 u_{tend13} .

Freq	M1M2F1P3	M1M3F1P3	M2M3F1P3	$Sdev_{3pars13}$	tendência13	u_{tend13}
100	-0,12	-0,06	0,06	0,09	-0,04	0,053
125	-0,14	-0,06	0,07	0,11	-0,04	0,061
160	-0,14	-0,06	0,08	0,11	-0,04	0,064
200	-0,13	-0,06	0,07	0,10	-0,04	0,059
250	-0,12	-0,07	0,07	0,10	-0,04	0,057
315	-0,12	-0,04	0,07	0,10	-0,03	0,055
400	-0,11	-0,06	0,07	0,09	-0,03	0,054
500	-0,10	-0,06	0,07	0,09	-0,03	0,051
630	-0,10	-0,05	0,06	0,08	-0,03	0,047
800	-0,09	-0,03	0,06	0,08	-0,02	0,044
1000	-0,08	-0,04	0,05	0,07	-0,02	0,038
1250	-0,09	-0,02	0,05	0,07	-0,02	0,040
1600	-0,08	-0,04	0,04	0,06	-0,03	0,035
2000	-0,07	-0,04	0,03	0,05	-0,03	0,030
2500	-0,05	-0,03	-0,01	0,02	-0,03	0,012
3150	-0,05	-0,03	0,03	0,04	-0,02	0,024
4000	0,01	0,02	-0,02	0,02	0,00	0,012
5000	-0,02	-0,03	0,00	0,02	-0,02	0,009
6300	0,02	0,00	-0,03	0,03	0,00	0,015
8000	0,09	-0,01	-0,04	0,07	0,01	0,039
10000	0,12	-0,05	-0,07	0,10	0,00	0,060

Tabela 5.14 – Desvios M1M2F2P3, M1M3F2P3 e M2M3F2P3 referentes aos 3 pares de microfones na posição de fonte F2 e posição de microfone P3, desvio padrão $Sdev_{3pars23}$ entre os 3 desvios, tendência23 e incerteza da tendência23 u_{tend23} .

Freq	M1M2F2P3	M1M3F2P3	M2M3F2P3	$Sdev_{3pars23}$	tendência23	u_{tend23}
100	-0,19	-0,05	0,05	0,12	-0,06	0,070
125	-0,12	-0,06	0,07	0,10	-0,04	0,056
160	-0,12	-0,06	0,07	0,10	-0,04	0,056
200	-0,13	-0,04	0,07	0,10	-0,03	0,058
250	-0,10	-0,05	0,07	0,09	-0,03	0,050
315	-0,11	-0,05	0,06	0,09	-0,03	0,050
400	-0,10	-0,03	0,06	0,08	-0,02	0,046
500	-0,09	-0,03	0,06	0,08	-0,02	0,044
630	-0,08	-0,02	0,04	0,06	-0,02	0,035
800	-0,08	-0,04	0,07	0,08	-0,02	0,045
1000	-0,08	-0,03	0,05	0,07	-0,02	0,038
1250	-0,09	-0,02	0,05	0,07	-0,02	0,040
1600	-0,08	-0,01	0,04	0,06	-0,02	0,035
2000	-0,07	-0,03	0,04	0,06	-0,02	0,032
2500	-0,05	-0,02	0,01	0,03	-0,02	0,017
3150	-0,06	-0,03	0,00	0,03	-0,03	0,017
4000	-0,02	-0,02	0,01	0,02	-0,01	0,010
5000	-0,01	-0,02	0,04	0,03	0,00	0,019
6300	0,01	0,01	-0,07	0,05	-0,02	0,027
8000	0,04	-0,02	-0,04	0,04	-0,01	0,024
10000	0,09	0,00	-0,07	0,08	0,01	0,046

5.2.3.7 Planilha de Incertezas :

A incerteza combinada, u_c , foi calculada através da soma quadrática de todas as componentes de incertezas associadas a cada fonte de erro assumida neste trabalho. Para o cálculo do grau de liberdade efetivo v_{eff} foi utilizada a Equação (4.5).

Para o cálculo do fator de abrangência k utilizou-se a função INVT da *Microsoft Excel*. A Tabela 5.15 mostra as componentes de incertezas associadas a cada fonte de erro (u_i) em dB, a incerteza combinada (u_{c11}) em dB, o grau de liberdade efetivo (V_{eff11}), fator de abrangência (k_{11}) e a incerteza expandida de medição com um nível de confiança de 95% ($U_{95\%11}$) em dB na posição de fonte F1 e posição de microfone P1. A Tabela 5.16 apresenta as componentes de incertezas associadas a cada fonte de erro (u_i) em dB, a incerteza combinada (u_{c21}) em dB, o grau de liberdade efetivo (V_{eff21}), fator de abrangência (k_{21}) e a incerteza expandida de medição com um nível de confiança de 95% ($U_{95\%21}$) em dB na posição de fonte F2 e posição de microfone P1. A Tabela 5.17 apresenta as componentes de incertezas associadas a cada fonte de erro (u_i) em dB, a incerteza combinada (u_{c12}) em dB, o grau de liberdade efetivo (V_{eff12}), fator de abrangência (k_{12}) e a incerteza expandida de medição com um nível de confiança de 95% ($U_{95\%21}$) em dB na posição de fonte F1 e posição de microfone

P2. A Tabela 5.18 apresenta as componentes de incertezas associadas a cada fonte de erro (u_i) em dB, a incerteza combinada (u_{c22}) em dB, o grau de liberdade efetivo (V_{eff22}), fator de abrangência (k_{22}) e a incerteza expandida de medição com um nível de confiança de 95% ($U_{95\%22}$) em dB na posição de fonte F2 e posição de microfone P2. . A Tabela 5.19 apresenta as componentes de incertezas associadas a cada fonte de erro (u_i) em dB, a incerteza combinada (u_{c13}) em dB, o grau de liberdade efetivo (V_{eff13}), fator de abrangência (k_{13}) e a incerteza expandida de medição com um nível de confiança de 95% ($U_{95\%13}$) em dB na posição de fonte F1 e posição de microfone P3. . A Tabela 5.20 apresenta as componentes de incertezas associadas a cada fonte de erro (u_i) em dB, a incerteza combinada (u_{c23}) em dB, o grau de liberdade efetivo (V_{eff23}), fator de abrangência (k_{23}) e a incerteza expandida de medição com um nível de confiança de 95% ($U_{95\%23}$) em dB na posição de fonte F2 e posição de microfone P3.

Tabela 5.15 – Planilha de incertezas para o método da comparação em campo difuso para a posição de fonte F1 e posição de microfone P1.

Freq(Hz)	$u_{mic,ref D}$	$u_{mic,cap}$	$u_{lin,ana}$	u_{rep11}	u_{arred}	u_{tend11}	u_{c11}	v_{eff11}	k_{11}	$U_{95\%11}$
100	0.025	0.016	0.017	0.004	0.029	0.056	0.07	5	2.57	0.18
125	0.025	0.016	0.017	0.004	0.029	0.059	0.07	5	2.78	0.21
160	0.025	0.016	0.017	0.004	0.029	0.040	0.06	10	2.23	0.13
200	0.025	0.016	0.017	0.004	0.029	0.067	0.08	4	2.78	0.22
250	0.025	0.016	0.017	0.004	0.029	0.044	0.06	9	2.31	0.14
315	0.025	0.016	0.017	0.004	0.029	0.052	0.07	6	2.45	0.17
400	0.025	0.016	0.017	0.004	0.029	0.041	0.06	10	2.26	0.14
500	0.025	0.016	0.017	0.004	0.029	0.041	0.06	10	2.26	0.14
630	0.025	0.016	0.017	0.004	0.029	0.038	0.06	12	2.20	0.13
800	0.025	0.016	0.017	0.009	0.029	0.038	0.06	12	2.18	0.13
1000	0.029	0.016	0.017	0.004	0.029	0.035	0.06	16	2.12	0.12
1250	0.029	0.016	0.017	0.004	0.029	0.041	0.06	11	2.23	0.14
1600	0.029	0.016	0.017	0.009	0.029	0.017	0.05	112	1.98	0.10
2000	0.029	0.016	0.017	0.004	0.029	0.032	0.06	20	2.09	0.12
2500	0.029	0.016	0.017	0.004	0.029	0.012	0.05	231	1.97	0.10
3150	0.029	0.016	0.017	0.018	0.029	0.030	0.06	28	2.05	0.12
4000	0.029	0.016	0.017	0.009	0.029	0.010	0.05	278	1.97	0.10
5000	0.029	0.016	0.017	0.013	0.029	0.010	0.05	230	1.97	0.10
6300	0.029	0.016	0.017	0.013	0.029	0.012	0.05	207	1.97	0.10
8000	0.034	0.016	0.017	0.018	0.029	0.055	0.08	8	2.36	0.18
10000	0.038	0.016	0.017	0.009	0.029	0.038	0.07	17	2.11	0.14
Grau Liberdade v_i	50	10000000	10000000	4	1E+07	2	1E+07	****	****	*****

Tabela 5.16 – Planilha de incertezas para o método da comparação em campo difuso para a posição de fonte F2 e posição de microfone P1.

Freq(Hz)	$U_{mic,ref D}$	$U_{mic,cap}$	$U_{lin,ana}$	U_{rep21}	U_{arred}	U_{tend21}	U_{c21}	v_{eff21}	k_{21}	$U_{95\%21}$
100	0.025	0.016	0.017	0.000	0.029	0.048	0.07	7	2.45	0.16
125	0.025	0.016	0.017	0.000	0.029	0.056	0.07	5	2.57	0.18
160	0.025	0.016	0.017	0.004	0.029	0.053	0.07	6	2.57	0.18
200	0.025	0.016	0.017	0.004	0.029	0.057	0.07	5	2.57	0.19
250	0.025	0.016	0.017	0.004	0.029	0.047	0.06	7	2.36	0.15
315	0.025	0.016	0.017	0.000	0.029	0.047	0.06	7	2.36	0.15
400	0.025	0.016	0.017	0.004	0.029	0.041	0.06	10	2.26	0.14
500	0.025	0.016	0.017	0.004	0.029	0.041	0.06	10	2.26	0.14
630	0.025	0.016	0.017	0.004	0.029	0.042	0.06	9	2.26	0.14
800	0.025	0.016	0.017	0.004	0.029	0.041	0.06	10	2.26	0.14
1000	0.029	0.016	0.017	0.004	0.029	0.038	0.06	13	2.16	0.13
1250	0.029	0.016	0.017	0.004	0.029	0.038	0.06	13	2.18	0.13
1600	0.029	0.016	0.017	0.004	0.029	0.030	0.06	25	2.06	0.12
2000	0.029	0.016	0.017	0.004	0.029	0.026	0.05	34	2.03	0.11
2500	0.029	0.016	0.017	0.009	0.029	0.019	0.05	94	1.99	0.10
3150	0.029	0.016	0.017	0.004	0.029	0.021	0.05	67	2.00	0.10
4000	0.029	0.016	0.017	0.004	0.029	0.015	0.05	149	1.98	0.10
5000	0.029	0.016	0.017	0.004	0.029	0.006	0.05	348	1.97	0.09
6300	0.029	0.016	0.017	0.009	0.029	0.017	0.05	123	1.98	0.10
8000	0.034	0.016	0.017	0.009	0.029	0.040	0.07	13	2.16	0.14
10000	0.038	0.016	0.017	0.009	0.029	0.064	0.08	6	2.57	0.22
Grau Liberdade v_i	50	10000000	10000000	4	1E+07	2	1E+07	****	****	*****

Tabela 5.17 – Planilha de incertezas para o método da comparação em campo difuso para a posição de fonte F1 e posição de microfone P2.

Freq(Hz)	$U_{mic,ref D}$	$U_{mic,cap}$	$U_{lin,ana}$	U_{rep12}	U_{arred}	U_{tend12}	U_{c12}	v_{eff12}	k_{12}	$U_{95\%12}$
100	0.025	0.016	0.017	0.000	0.029	0.077	0.09	4	3.18	0.28
125	0.025	0.016	0.017	0.000	0.029	0.055	0.07	5	2.57	0.18
160	0.025	0.016	0.017	0.004	0.029	0.059	0.07	5	2.57	0.19
200	0.025	0.016	0.017	0.004	0.029	0.063	0.08	5	2.78	0.22
250	0.025	0.016	0.017	0.004	0.029	0.055	0.07	6	2.57	0.18
315	0.025	0.016	0.017	0.000	0.029	0.058	0.07	5	2.57	0.19
400	0.025	0.016	0.017	0.004	0.029	0.047	0.06	7	2.36	0.15
500	0.025	0.016	0.017	0.004	0.029	0.044	0.06	8	2.31	0.15
630	0.025	0.016	0.017	0.004	0.029	0.049	0.07	7	2.45	0.16
800	0.025	0.016	0.017	0.004	0.029	0.047	0.07	7	2.36	0.15
1000	0.029	0.016	0.017	0.004	0.029	0.041	0.06	11	2.23	0.14
1250	0.029	0.016	0.017	0.004	0.029	0.049	0.07	7	2.36	0.16
1600	0.029	0.016	0.017	0.004	0.029	0.029	0.06	26	2.06	0.11
2000	0.029	0.016	0.017	0.004	0.029	0.029	0.06	26	2.06	0.11
2500	0.029	0.016	0.017	0.009	0.029	0.012	0.05	241	1.97	0.10
3150	0.029	0.016	0.017	0.004	0.029	0.020	0.05	72	1.99	0.10
4000	0.029	0.016	0.017	0.004	0.029	0.019	0.05	92	1.99	0.10
5000	0.029	0.016	0.017	0.004	0.029	0.015	0.05	166	1.97	0.10
6300	0.029	0.016	0.017	0.009	0.029	0.009	0.05	301	1.97	0.10
8000	0.034	0.016	0.017	0.009	0.029	0.021	0.06	76	1.99	0.11
10000	0.038	0.016	0.017	0.009	0.029	0.038	0.07	17	2.11	0.14
Grau Liberdade v_i	50	10000000	10000000	4	1E+07	2	1E+07	****	****	*****

Tabela 5.18 – Planilha de incertezas para o método da comparação em campo difuso para a posição de fonte F2 e posição de microfone P2.

Freq(Hz)	$U_{mic,ref D}$	$U_{mic,cap}$	$U_{lin,ana}$	U_{rep22}	U_{arred}	U_{tend22}	U_{c22}	v_{eff22}	k_{22}	$U_{95\%22}$
100	0.025	0.016	0.017	0.000	0.029	0.064	0.08	4	2.78	0.22
125	0.025	0.016	0.017	0.000	0.029	0.062	0.08	5	2.78	0.21
160	0.025	0.016	0.017	0.004	0.029	0.053	0.07	6	2.57	0.18
200	0.025	0.016	0.017	0.000	0.029	0.058	0.07	5	2.57	0.19
250	0.025	0.016	0.017	0.004	0.029	0.049	0.07	7	2.45	0.16
315	0.025	0.016	0.017	0.000	0.029	0.053	0.07	6	2.57	0.18
400	0.025	0.016	0.017	0.004	0.029	0.049	0.07	7	2.45	0.16
500	0.025	0.016	0.017	0.004	0.029	0.047	0.06	7	2.36	0.15
630	0.025	0.016	0.017	0.000	0.029	0.044	0.06	8	2.31	0.14
800	0.025	0.016	0.017	0.004	0.029	0.038	0.06	12	2.20	0.13
1000	0.029	0.016	0.017	0.004	0.029	0.038	0.06	13	2.16	0.13
1250	0.029	0.016	0.017	0.009	0.029	0.041	0.06	11	2.20	0.14
1600	0.029	0.016	0.017	0.000	0.029	0.029	0.06	26	2.06	0.11
2000	0.029	0.016	0.017	0.004	0.029	0.029	0.06	26	2.06	0.11
2500	0.029	0.016	0.017	0.009	0.029	0.012	0.05	229	1.97	0.10
3150	0.029	0.016	0.017	0.004	0.029	0.029	0.06	26	2.06	0.11
4000	0.029	0.016	0.017	0.009	0.029	0.009	0.05	301	1.97	0.10
5000	0.029	0.016	0.017	0.009	0.029	0.003	0.05	337	1.97	0.09
6300	0.029	0.016	0.017	0.009	0.029	0.021	0.05	69	2.00	0.10
8000	0.034	0.016	0.017	0.009	0.029	0.037	0.06	16	2.12	0.13
10000	0.038	0.016	0.017	0.018	0.029	0.043	0.07	14	2.16	0.15
Grau Liberdade v_i	50	10000000	10000000	4	1E+07	2	1E+07	****	****	*****

Tabela 5.19 – Planilha de incertezas para o método da comparação em campo difuso para a posição de fonte F1 e posição de microfone P3.

Freq(Hz)	$U_{mic,ref D}$	$U_{mic,cap}$	$U_{lin,ana}$	U_{rep13}	U_{arred}	U_{tend13}	U_{c13}	v_{eff13}	k_{13}	$U_{95\%13}$
100	0.025	0.016	0.017	0.000	0.029	0.053	0.07	6	2.57	0.18
125	0.025	0.016	0.017	0.000	0.029	0.061	0.08	5	2.78	0.21
160	0.025	0.016	0.017	0.000	0.029	0.064	0.08	4	2.78	0.22
200	0.025	0.016	0.017	0.000	0.029	0.059	0.07	5	2.57	0.19
250	0.025	0.016	0.017	0.004	0.029	0.057	0.07	5	2.57	0.19
315	0.025	0.016	0.017	0.000	0.029	0.055	0.07	6	2.57	0.18
400	0.025	0.016	0.017	0.004	0.029	0.054	0.07	6	2.57	0.18
500	0.025	0.016	0.017	0.004	0.029	0.051	0.07	6	2.45	0.17
630	0.025	0.016	0.017	0.000	0.029	0.047	0.07	7	2.36	0.15
800	0.025	0.016	0.017	0.000	0.029	0.044	0.06	8	2.31	0.14
1000	0.029	0.016	0.017	0.004	0.029	0.038	0.06	13	2.18	0.13
1250	0.029	0.016	0.017	0.004	0.029	0.040	0.06	11	2.20	0.14
1600	0.029	0.016	0.017	0.004	0.029	0.035	0.06	16	2.13	0.13
2000	0.029	0.016	0.017	0.009	0.029	0.030	0.06	25	2.06	0.12
2500	0.029	0.016	0.017	0.004	0.029	0.012	0.05	244	1.97	0.10
3150	0.029	0.016	0.017	0.004	0.029	0.024	0.05	44	2.02	0.11
4000	0.029	0.016	0.017	0.009	0.029	0.012	0.05	229	1.97	0.10
5000	0.029	0.016	0.017	0.013	0.029	0.009	0.05	244	1.97	0.10
6300	0.029	0.016	0.017	0.009	0.029	0.015	0.05	167	1.97	0.10
8000	0.034	0.016	0.017	0.004	0.029	0.039	0.06	14	2.16	0.14
10000	0.038	0.016	0.017	0.022	0.029	0.060	0.08	7	2.36	0.20
Grau Liberdade v_i	50	1E+07	1E+07	4	1E+07	2	1E+07	****	****	*****

Tabela 5.20 – Planilha de incertezas para o método da comparação em campo difuso para a posição de fonte F2 e posição de microfone P3.

Freq(Hz)	$U_{mic,ref D}$	$U_{mic,cap}$	$U_{lin,ana}$	U_{rep23}	U_{arred}	U_{tend23}	U_{c23}	ν_{eff23}	k_{23}	$U_{95\%23}$
100	0.025	0.016	0.017	0.004	0.029	0.070	0.08	4	2.78	0.23
125	0.025	0.016	0.017	0.004	0.029	0.056	0.07	5	2.57	0.18
160	0.025	0.016	0.017	0.000	0.029	0.056	0.07	5	2.57	0.18
200	0.025	0.016	0.017	0.000	0.029	0.058	0.07	5	2.57	0.19
250	0.025	0.016	0.017	0.000	0.029	0.050	0.07	6	2.45	0.17
315	0.025	0.016	0.017	0.000	0.029	0.050	0.07	7	2.45	0.16
400	0.025	0.016	0.017	0.004	0.029	0.046	0.06	8	2.36	0.15
500	0.025	0.016	0.017	0.000	0.029	0.044	0.06	8	2.31	0.14
630	0.025	0.016	0.017	0.000	0.029	0.035	0.06	14	2.14	0.12
800	0.025	0.016	0.017	0.004	0.029	0.045	0.06	8	2.31	0.15
1000	0.029	0.016	0.017	0.004	0.029	0.038	0.06	13	2.16	0.13
1250	0.029	0.016	0.017	0.004	0.029	0.040	0.06	11	2.20	0.14
1600	0.029	0.016	0.017	0.009	0.029	0.035	0.06	17	2.12	0.13
2000	0.029	0.016	0.017	0.004	0.029	0.032	0.06	20	2.09	0.12
2500	0.029	0.016	0.017	0.004	0.029	0.017	0.05	110	1.98	0.10
3150	0.029	0.016	0.017	0.009	0.029	0.017	0.05	112	1.98	0.10
4000	0.029	0.016	0.017	0.013	0.029	0.010	0.05	230	1.97	0.10
5000	0.029	0.016	0.017	0.013	0.029	0.019	0.05	93	1.99	0.10
6300	0.029	0.016	0.017	0.009	0.029	0.027	0.06	34	2.03	0.11
8000	0.034	0.016	0.017	0.009	0.029	0.024	0.06	52	2.01	0.11
10000	0.038	0.016	0.017	0.009	0.029	0.046	0.07	11	2.23	0.16
Grau Liberdade ν_i	50	1E+07	1E+07	4	1E+07	2	1E+07	****	****	*****

CAPÍTULO 6

CALIBRAÇÃO DE MICROFONES UTILIZANDO A TÉCNICA COM VIBRÔMETRO A LASER

6.1 Introdução

Como já descrito nos Capítulos 3, 4 e 5, a calibração de microfones por comparação (método secundário) necessita de um microfone de referência. Tradicionalmente o microfone de referência é calibrado por reciprocidade em campo livre (método primário), em campo de pressão ou em campo difuso, quando a adição do fator de correção de campo de pressão para campo difuso ou de campo livre para campo difuso é aplicada.

Uma segunda alternativa é calibrar o microfone de referência utilizando a técnica com Vibrômetro a Laser, não obstante, esta técnica também pode ser aplicada como um método secundário de calibração de microfones. Esta técnica foi descrita por Behler&Vorländer [42] e tem como base a teoria da reciprocidade que define a sensibilidade M_0 do microfone como função de

$$\frac{U_{I=0}}{p} = \frac{Q_{p=0}}{I} = M_t \quad (6.1)$$

onde:

$U_{I=0}$ é a tensão de circuito aberto no terminal elétrico do microfone;

p é a pressão sonora de excitação;

$Q_{p=0}$ é a velocidade volumétrica de circuito aberto (sem carga acústica);

I é a corrente elétrica circulante no microfone.

Tradicionalmente, a calibração de microfones pelo método da reciprocidade utiliza a parte da equação mais à esquerda, isto porque medir tensão e pressão sonora é mais simples do que medir velocidade volumétrica.

Entretanto, a medição de velocidade volumétrica já é possível com a utilização do Vibrômetro a Laser. Tal esforço pode permitir a obtenção da velocidade do diafragma do microfone e conseqüentemente a determinação da velocidade volumétrica. A medição da corrente elétrica pode ser realizada utilizando a mesma técnica que se utiliza no clássico método da reciprocidade.

Assim como na reciprocidade, o método utilizando o Vibrômetro a Laser também é um método absoluto, mas o método com o Vibrômetro a Laser parece ser muito simples se comparado com número de parâmetros que se necessita controlar no método da reciprocidade.

Neste trabalho, o autor se deterá a estudar o efeito da carga acústica sobre o diafragma do microfone quando este está montado em uma sala sem tratamento acústico e também montado no interior de uma cavidade cilíndrica. O sinal de excitação utilizado é a varredura de senos já descrita no Capítulo 3. A velocidade do diafragma é medida com o Vibrômetro a Laser. Caso a carga acústica não exerça influência no resultado da calibração, o que se espera é a igualdade na sensibilidade determinada com o microfone montado no interior da cavidade cilíndrica e também com o microfone simplesmente montado na sala sem tratamento acústico.

6.2 Influência da carga acústica no resultado final da calibração

O trabalho de Behler&Vorländer descreve um modelo para estimar a influência do campo acústico (carga acústica) no resultado final da calibração. Esta estimativa é tratada como uma perda na velocidade volumétrica e pode ser assumida como um erro sistemático ΔM , como mostrado pela Equação (6.2).

$$\Delta M = 20 \log \frac{Z_i}{Z_i + Z_r} \quad (6.2)$$

Onde

Z_i é a impedância mecânica do microfone;

Z_r é a impedância de radiação do microfone.

Para mostrar que a influência deste erro sistemático pode ser considerada insignificante quando se trabalha em condições diferentes do campo livre, o trabalho de Behler&Vorländer apresenta as equações para Z_i e Z_r como:

$$Z_i = R_{ac} + \frac{1}{j\omega C_{ac}} + j\omega M_{ac} \quad (6.3)$$

$$Z_{r,f} = \frac{\rho_0 c}{\pi a^2} \left[1 - \frac{J_1(2ka)}{ka} \right] + j \frac{\omega \rho_0}{2\pi a^4 k^3} K_1(2ka) \quad (6.4)$$

$$Z_{r,p} = \frac{\rho_0 c^2}{j\omega V} \quad (6.5)$$

onde:

R_{ac} é a resistência acústica do diafragma do microfone;

C_{ac} é a compliância do diafragma do microfone;

M_{ac} é a massa acústica do diafragma do microfone;

ω é a frequência angular;

$J_1(2ka)$ é a função de Bessel de primeira ordem;

$K_1(2ka)$ é a função de Bessel modificada de primeira ordem;

a é o raio do diafragma do microfone;

k é o número de onda (ω/c);

V é o volume do acoplamento microfone e cavidade;

A Equação (6.4) modela a impedância de radiação de um pistão rígido junto a um baffle e a Equação (6.5) modela um microfone acoplado a uma cavidade. Com estas equações é possível estimar o erro causado pela carga acústica na velocidade do diafragma do microfone, tanto em campo livre como em campo de pressão.

O trabalho de Behler&Vorländer apresenta as estimativas do erro causado pela carga acústica em campo livre considerando um microfone de 1" e 1/2", o máximo erro é menor que 0,015 dB. Para a estimativa do erro causado pela carga acústica em campo de pressão foi considerado o volume de 3 cm³ e 20 cm³ para as cavidades acopladoras. Então o erro máximo declarado inicia em 10 Hz com 25 dB decrescendo com o incremento da frequência de tal forma que em 8 kHz o erro é menor que 0,01 dB.

Nesta tese o autor buscou repetir a estimativa do erro causado pela carga acústica apresentada por Behler&Vorländer. Os valores utilizados para a determinação de Z_i para os microfones B&K4160 (1") e B&K4180 (1/2") foram calculados a partir dos dados abaixo:

$V_{eq} = \gamma \cdot p_s \cdot C_{ac}$ é a o volume equivalente do diafragma;

$f_0 = (2\pi)^{-1} \cdot (\sqrt{M_{ac} \cdot C_{ac}})^{-1}$ é a frequência de ressonância do diafragma;

$d = 2\pi \cdot f_0 \cdot C_{ac} \cdot R_{ac}$ é o fator de perda;

Para o B&K4180 $\Rightarrow V_{eq} = 9.2 \cdot 10^{-9} \text{ m}^3$, $f_0 = 22 \text{ kHz}$, $d = 1.05$;

Para o B&K4160 $\Rightarrow V_{eq} = 136 \cdot 10^{-9} \text{ m}^3$, $f_0 = 8.4 \text{ kHz}$, $d = 1.05$;

p_s é a pressão estática ($101,1325 \cdot 10^3 \text{ Pa}$)

γ é a taxa de calor específico do ar (igual a 1,4008).

Com os valores acima descritos é possível utilizar a Equação (6.3) para a determinação da impedância mecânica Z_i dos microfones B&K4160 e B&K4180.

Neste momento é necessário observar outros aspectos da Equação (6.4). O trabalho de Behler&Vorländer tomou como base a equação apresentada por Olson [43]. No entanto Olson expressa as funções de Bessel (J_l), Equação (6.6), e Bessel modificada (K_l), Equação (6.7), em séries:

$$1 - \frac{J_1(2z)}{z} = \frac{z^2}{2} - \frac{z^4}{2^2 \cdot 3} + \frac{z^6}{2^2 \cdot 3^2 \cdot 4} \dots \quad (6.6)$$

$$K_1(2ka) = \frac{2}{\pi} \left[\frac{(2ka)^3}{3} - \frac{(2ka)^5}{3^2 \cdot 5} + \frac{(2ka)^7}{3^2 \cdot 5^2 \cdot 7} \dots \right] \quad (6.7)$$

Utilizando as funções de Bessel (J_l) e Bessel modificada (K_l) dada pelo software *Matlab* os valores diferem significativamente dos encontrados por Behler&Vorländer. A Figura 6.1 apresenta o valor estimado para o erro causado pela carga acústica.

Também foi estimado o erro causado pela carga acústica em cavidade de 3 cm^3 e 20 cm^3 . Os valores aqui encontrados também diferem significativamente do apresentado por [42], onde o erro causado pela carga acústica em 10 Hz é aproximadamente 30 dB e decresce com o incremento da frequência, sendo menor que 0,01 dB em 8 kHz para uma cavidade de 3 cm^3 . A Figura 6.2 apresenta os resultados encontrados pelo autor desta tese para a estimativa do erro causado pela carga acústica (20 cm^3 e 3 cm^3) em campo de pressão.

A função de Bessel modificada, dada pelo *Matlab*, faz a estimativa do erro causado pela carga acústica tender ao infinito nas baixas frequências. Isto contradiz o que se espera de uma impedância de radiação. A impedância de radiação de um pistão deve diminuir com a com o decremento da frequência, de tal forma que tenderá a zero quando a frequência também tender a zero. Portanto, a função de Bessel modificada não é a função recomendada para a utilização da modelagem de uma impedância de radiação. Como o livro do Olson trata

erradamente a função de Bessel modificada como uma série, certamente isto reflete em apresentar resultados aparentemente corretos.

Pesquisando outros autores buscou-se encontrar a equação que melhor expressa a impedância de radiação de um pistão em campo livre. Segundo Zwicker&Zollner [44] a impedância de radiação de uma membrana em um campo livre é representada pela Equação (6.8).

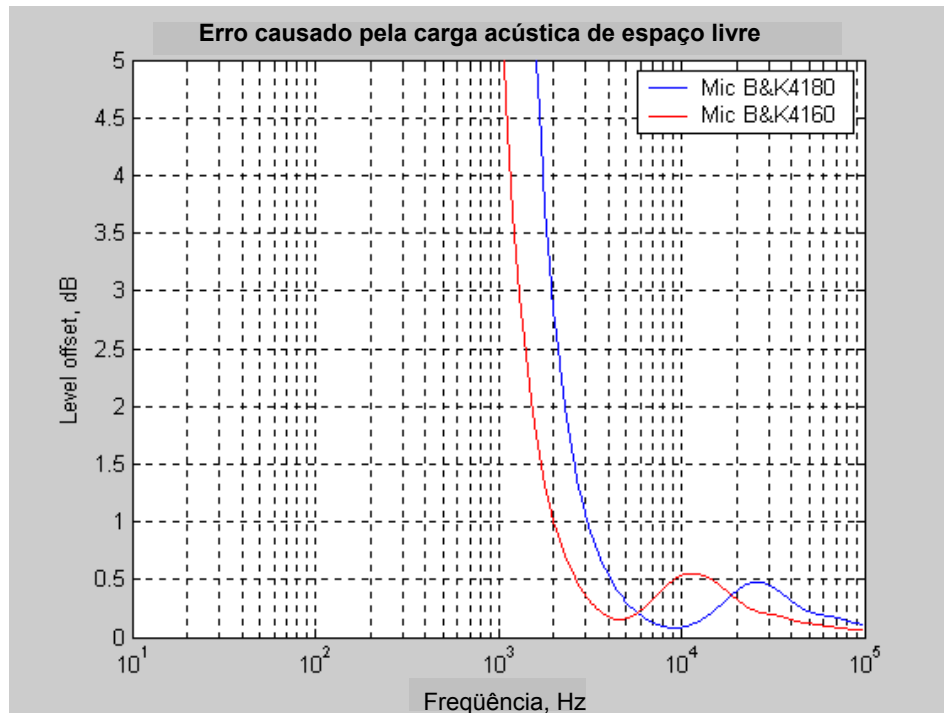


Figura 6.1 – Estimativa do erro causado pela carga acústica para microfone B&K4180 e B&K4160 considerando as funções de Bessel (J_l) e Bessel modificada (K_l) do software Matlab.

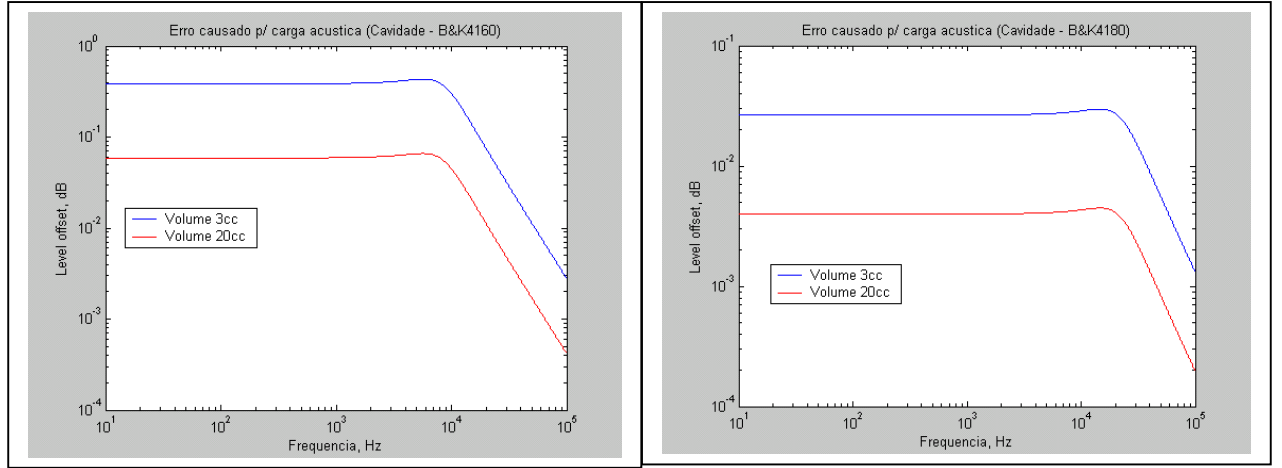


Figura 6.2 – Estimativa do erro causado pela carga acústica para microfones B&K4180 e B&K4160 em cavidades de 3 cm³ e 20 cm³.

$$Z_{r,f} = Z_0 \left[1 - 2 \frac{J_1(2ka)}{2ka} \right] + j2 \frac{H_1(2ka)}{2ka} \quad (6.8)$$

onde H_l é a função de Struvesche dada como

$$H_n(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \frac{(x/2)^n}{\Gamma(n+1/2)} \int_0^{\pi/2} \sin(x \cos \varphi) \sin^{2n} \varphi d\varphi \quad (6.9)$$

ou para $n=1$

$$H_1(x) = \frac{2x}{\pi} \int_0^{\pi/2} \sin(x \cos \varphi) \sin^2 \varphi d\varphi \quad (6.10)$$

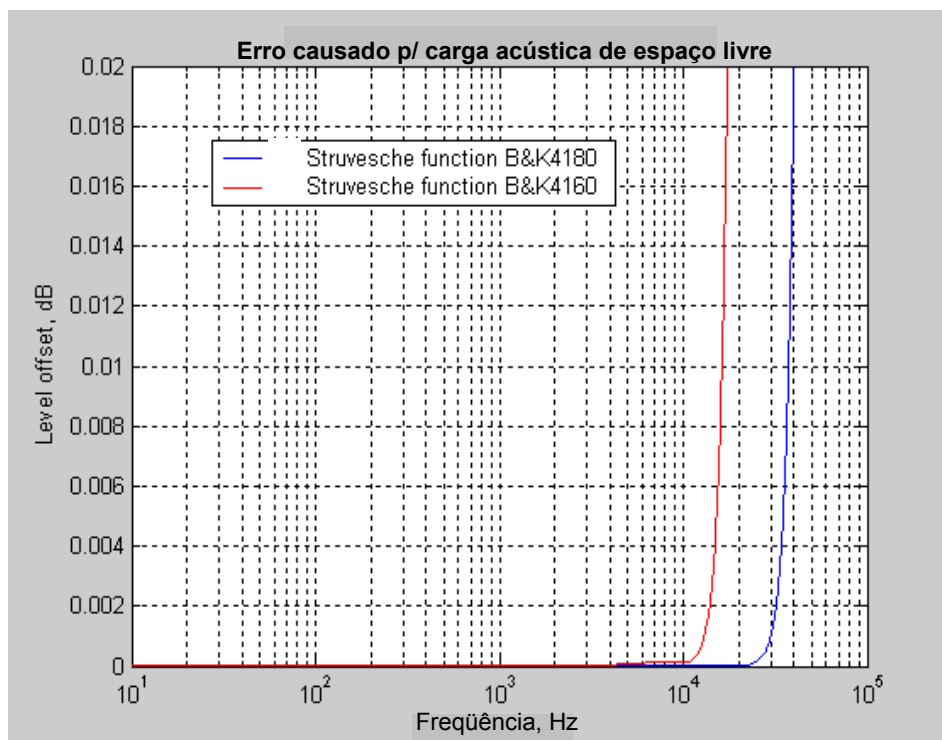
A representação da função de Struvesche em série é

$$H_n(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \frac{x^{n+1}}{1 \cdot 3 \cdot 5 \dots (2n+1)} \cdot \left[1 - \frac{x^2}{3(2n+3)} + \frac{x^4}{3 \cdot 5 \cdot (2n+3)(2n+5)} - \dots \right] \quad (6.11)$$

ou para $n=1$

$$H_1(x) = \frac{2x^2}{3\pi} \cdot \left[1 - \frac{x^2}{3 \cdot 5} + \frac{x^4}{3 \cdot 5 \cdot 5 \cdot 7} - \dots \right] \quad (6.12)$$

A Figura 6.3 apresenta graficamente a Equação (6.8) aplicada na Equação (6.2) para a



estimativa da carga acústica em campo livre.

Figura 6.3 – Erro causado pela carga acústica em campo livre impedância de radiação de uma membrana em campo livre para microfone B&K4180 e B&K4160.

Como mostrado nas Figuras 6.2 e 6.3 a estimativa do erro é insignificante, revelando uma possibilidade quase nula de influenciar no resultado da calibração. Para dirimir a dúvida de um modelo teórico realizou-se medições em uma sala com superfícies refletoras próximas ao microfone. Também foram realizadas medições em uma cavidade. Construiu-se uma cavidade cilíndrica de 200cm³ de aço com janelas de acrílico para que a luz do Laser pudesse alcançar o diafragma do microfone.

6.3 Medições para determinação da sensibilidade de microfones

O diagrama utilizado para as medições de velocidade do diafragma e corrente elétrica pode ser visto na Figura 6.4. O aparato de medição pertence ao ITA e foi utilizado neste trabalho de tese. As Figuras 6.5, 6.6, 6.7 e 6.8 mostram o aparato de medição na sala sem a montagem da cavidade cilíndrica e com a montagem da cavidade cilíndrica.

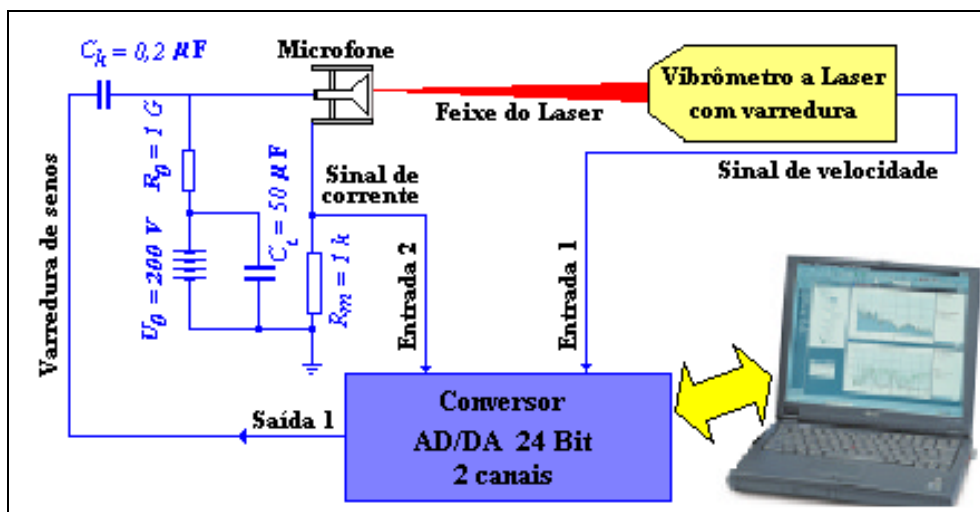


Figura 6.4 – diagrama de bloco do aparato de medição de velocidade do diafragma e da corrente elétrica no microfone.



Figura 6.5 – Aparato de medição (Vibrômetro a Laser) na sala de medição sem a montagem da cavidade de 200 cm^3 .



Figura 6.6 – Aparato de medição (Vibrômetro a Laser) na sala de medição com a montagem da cavidade de 200 cm³.

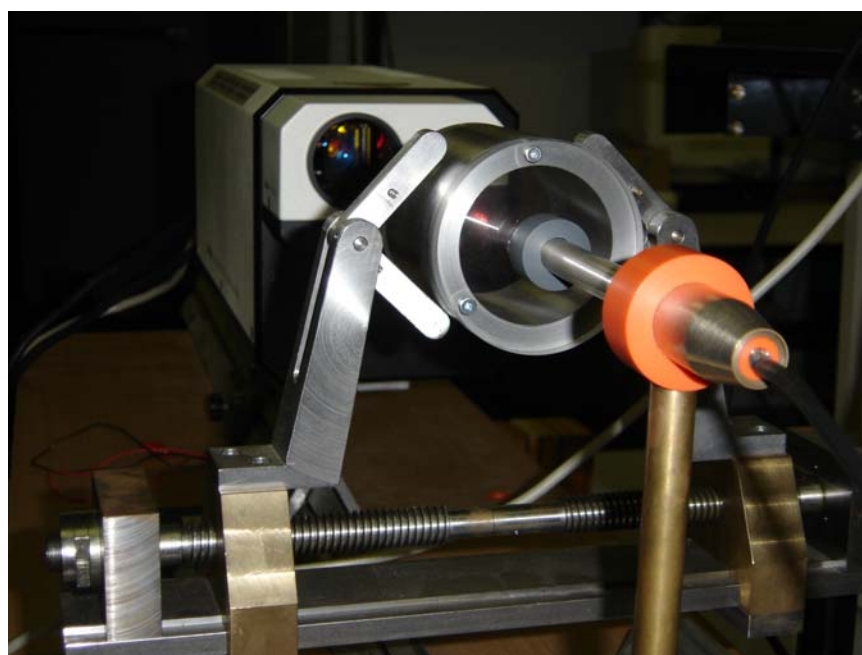


Figura 6.7 – Aparato de medição (Vibrômetro a Laser) na sala de medição com a montagem da cavidade de 200 cm³.

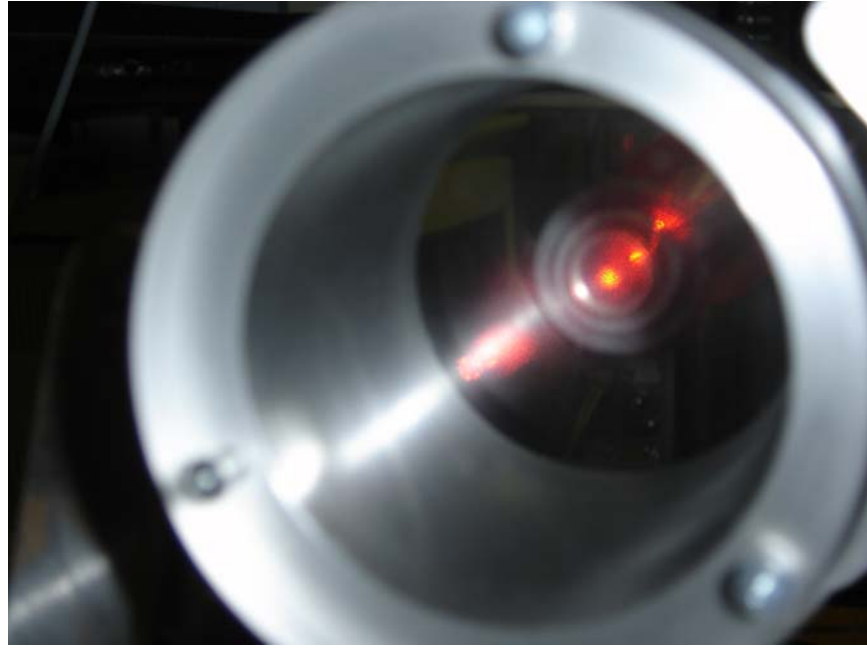


Figura 6.8 – Vista frontal da cavidade de 200 cm³ com o feixe de Laser refletindo no diafragma do microfone.

Para estimar o erro causado pela carga acústica em campo de pressão na cavidade de 200 cm³, utilizou-se uma nova Equação (6.13) que modela a impedância acústica em cavidade com maior exatidão nas altas frequências, esta modelagem é conhecida como linha de transmissão. A Equação (6.13) (K.O. Ballagh [44]) aplicada a Equação (6.2) apresenta a influência dos modos da cavidade na estimativa do erro causado pela carga acústica em campo de pressão. A Figura 6.9 mostra graficamente a presença dos modos da cavidade na estimativa do erro causado pela carga acústica em campo de pressão.

$$Y = Y_{a1} \cosh(\gamma l_0) + Y_c \sinh(\gamma l_0) \quad (6.13)$$

onde:

$$Y_c = Y_0 \left(1 + \frac{1}{\sqrt{2}}(1-j)(1/r) \left\{ \sqrt{\eta/w\rho_0} - (\kappa-1)\sqrt{(\Delta/w)} \right\} \right) \quad (6.14)$$

$$\gamma = \gamma_0 \left(1 + \frac{1}{\sqrt{2}}(1-j)(1/r) \left\{ \sqrt{\eta/w\rho_0} + (\kappa-1)\sqrt{(\Delta/w)} \right\} \right) \quad (6.15)$$

$$\gamma_0 = j\omega / c_0;$$

$$Y_0 = S / \rho_0 c_0;$$

S é a área da seção transversal da cavidade;

l_0 é o comprimento físico do cilindro;

- η é a viscosidade do ar;
- r é o raio da cavidade cilíndrica;
- Δ é a difusividade térmica;
- κ é a taxa de calor específico.

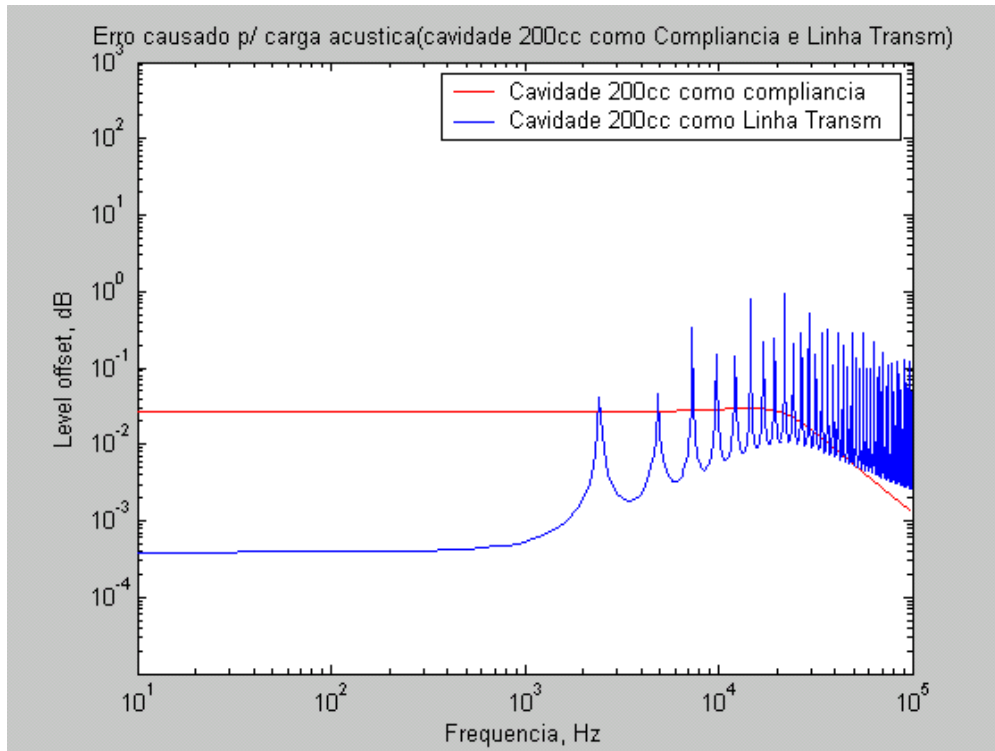


Figura 6.9 – Estimativa do erro causado pela carga acústica em campo de pressão utilizando modelo matemático de uma simples compliância (curva vermelha) e também como uma linha de transmissão (curva azul).

O objetivo de apresentar esta nova modelagem é tentar fazer o mais realista possível o modelo teórico de um resultado experimental.

As medições foram realizadas somente tomando a velocidade no centro do diafragma do microfone. Com isto pode-se garantir que o microfone atuará como uma fonte monopolar até uns 800 Hz (microfone de $\frac{1}{2}$ "). Mais adiante será abordado o motivo de se utilizar este modo de medição.

O sinal de excitação utilizado é a varredura de senos de envelope constante formado por 2^{20} amostras com taxa de amostragem de 44,1 kHz.

Utilizaram-se diferentes números de médias com o sinal de excitação para determinar a sensibilidade do microfone B&K4190. Este número de médias foi de 1, 5 10, 20, 50, 100 e

150, sendo que o número de média igual a 150 toma cerca de uma hora para a finalização da medição. Buscou-se este número grande de médias para tentar reduzir o alto nível de ruído elétrico presente nas medições.

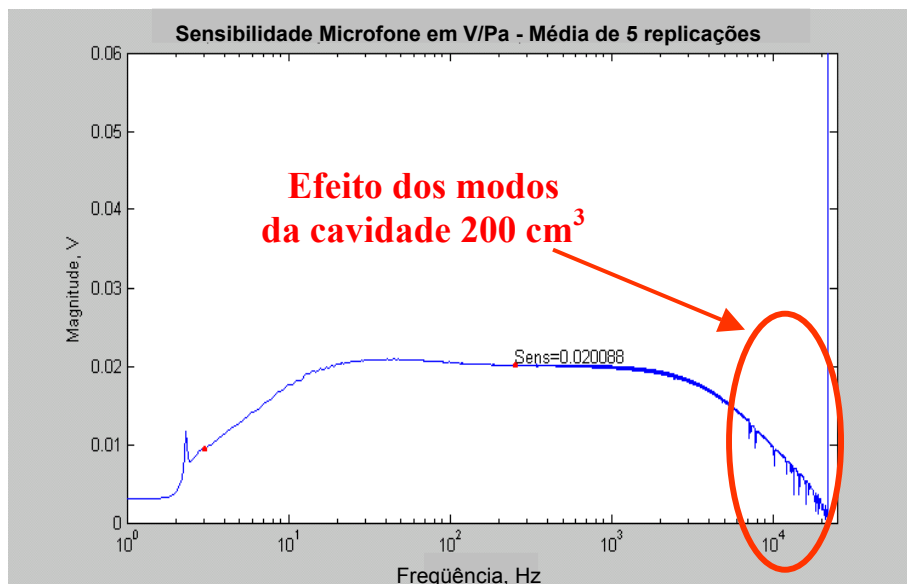


Figura 6.10 – Sensibilidade Microfone B&K4190 em campo de pressão (cavidade 200 cm³) determinada pela técnica do Vibrômetro a Laser (single point) com 150 médias.

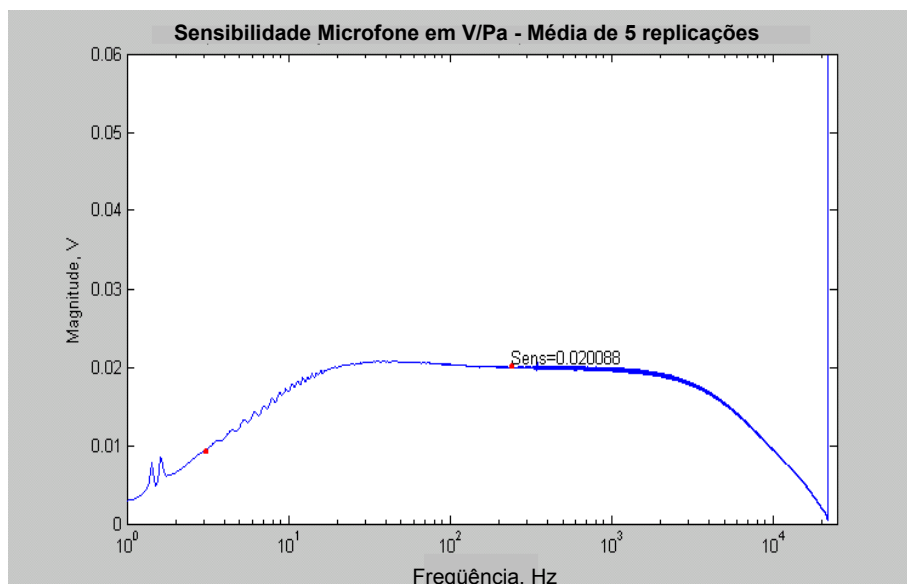


Figura 6.11 – Sensibilidade Microfone B&K4190 determinada no interior da sala sem tratamento utilizando a técnica do Vibrômetro a Laser (single point). Com 150 médias.

As Figuras 6.10 e 6.11 permitem a verificação de que em campo de pressão (Cavidade de 200 cm³) a presença dos modos da cavidade acopladora interfere no resultado da calibração (altas-frequências), justificando a previsão do modelo matemático dado pela

Equação (6.13). Com estes resultados, pode-se afirmar que o campo acústico interfere nas medições deste método.

A Figura 6.11 mostra o comportamento da sensibilidade do microfone nas altas frequências muito longe da sensibilidade em campo livre. A razão disto é pelo fato de se medir a velocidade apenas no ponto central do diafragma. Para se obter a sensibilidade em campo livre seria necessário medir a velocidade em vários pontos do diafragma, como sugerido por [42]. O microfone não será mais assumido como um pistão rígido mas sim como uma fonte sonora com impedância de radiação caracterizada pelas difrações nas altas frequências. O resultado de tais medições poderia ser comparado ao método da reciprocidade em campo livre para uma possível identificação do erro sistemático que poderia ser causado ou não pela carga acústica em campo livre.

As medições realizadas nesta tese (microfone como um pistão rígido) apontam para a possibilidade de se utilizar a técnica com o Vibrômetro a Laser na faixa de frequências bem distante da frequência da ressonância do diafragma do microfone. Por exemplo, calibração de microfones (de ½” e 1”) em muito baixa frequência (1 Hz até 250 Hz). A demanda para esta faixa de frequências é requerida para medição de ruído originário de explosões. Outro exemplo, seria a calibração de microfone de 1/8” na faixa de 31,5 Hz até 20 kHz.

A Figura 6.12 apresenta o resultado da calibração de um microfone B&K4138 (1/8”) realizada em uma sala sem tratamento acústico, onde, por exemplo, Mt815_{60w} significa a sensibilidade do microfone sob teste de 1/8” (Mt815_{60w}), obtido com 150 médias (Mt815_{60w}) e largura da janela Blackman-Harris 4 de 60 ms (Mt815_{60w}). Outro exemplo, Mt850_{60w} significa a sensibilidade do microfone sob teste de 1/8” (Mt850_{60w}), obtido com 50 médias (Mt850_{60w}) e largura da janela Blackman-Harris 4 de 60 ms (Mt815_{60w}). No caso de Mt801_{60w}, 01 significa que o resultado da calibração é fruto de somente uma medição. As letras **b**, **f**, **g** e **h** representam o sinal de excitação com amplitude (Ampl2) 3 dB abaixo da amplitude (Ampl1) do sinal de excitação representada pelas letras **w**, **c**, **d** e **e**.

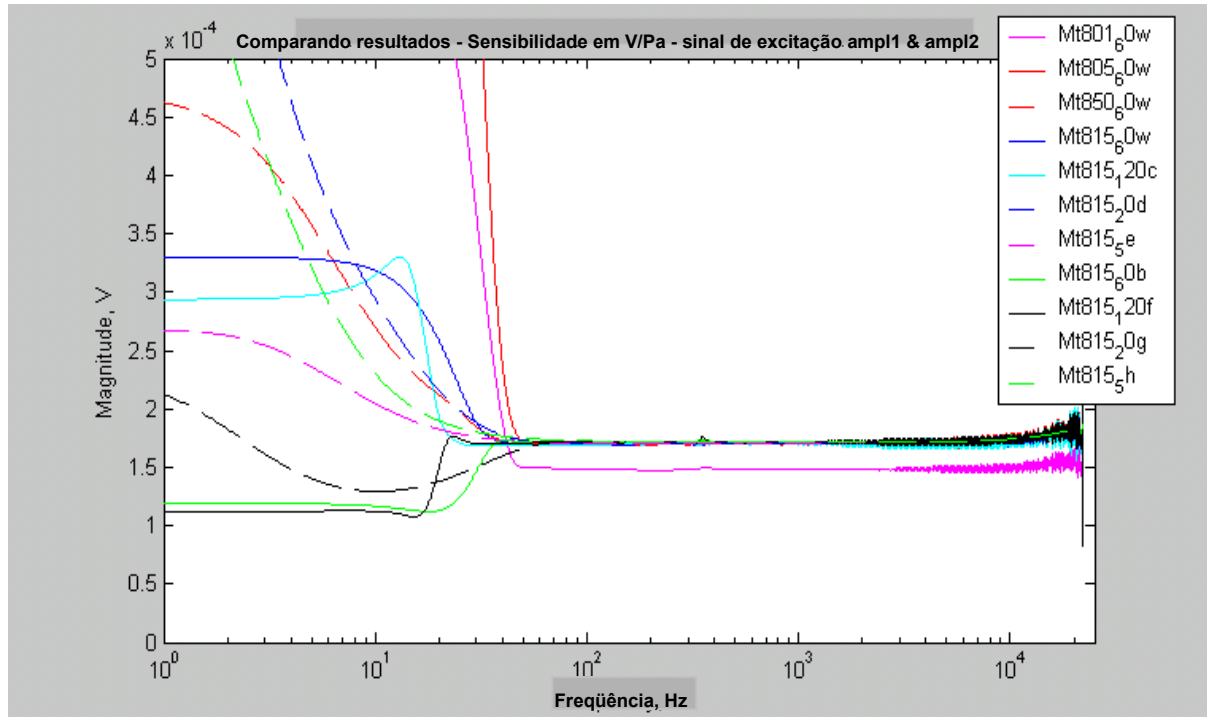


Figura 6.12 – sensibilidade de um microfone B&K4138 (1/8”) calibrado pela técnica de Vibrômetro a Laser.

Pode-se observar na Figura 6.12 que realmente a resposta em frequência é plana, para o espectro desejado. Entretanto, a sensibilidade determinada é da ordem de 0,17 mV/Pa que está muito distante da sensibilidade nominal de 1,0 mV/Pa. Um efeito semelhante, mas menos intenso, pode ser confirmado nas Figuras 6.10 e 6.11, onde a sensibilidade determinada para o microfone B&K4190 foi de 20 mV/Pa, enquanto que a sensibilidade nominal é de 50 mV/Pa.

A determinação da velocidade volumétrica, Q , é função da velocidade de partícula, v , e da área, S , do diafragma do microfone, como descrito pela Equação (6.16).

$$Q = v.S \quad (6.16)$$

Da Equação (6.1) pode-se determinar a sensibilidade absoluta M_t do microfone sob teste por medir a corrente I e a velocidade no diafragma v . O Vibrômetro a Laser utilizado tem sensibilidade de 10 V/mm s^{-1} e operou no modo de velocidade de 100 mm/s . A corrente I é derivada da queda de tensão sobre o resistor de $1 \text{ k}\Omega$, onde o fator de saída é 1 V para uma corrente de 1 mA . Assim, para toda operação v/I deve-se multiplicar o resultado desta divisão por 10 para que se tenha os valores medidos corrigidos pelos fatores de saída. Naturalmente, para se determinar Q/I é necessário tomar o resultado obtido acima e multiplicar pela área S do microfone.

Provavelmente, o erro encontrado tanto na calibração de $\frac{1}{2}$ " quanto na de $\frac{1}{8}$ " reside no circuito de medição de corrente elétrica utilizado nas medições. A Figura 6.4 apresenta o diagrama que inclui o circuito onde deve-se medir a queda de tensão sobre o resistor R_m . O circuito elétrico utilizado neste diagrama estaria correto se estivesse embarcado no cartucho que se conecta ao microfone, reduzindo o efeito de capacitância parasita (*Stray capacitance*) que é formada no caminho entre o terminal elétrico do microfone e a entrada do circuito elétrico de medição de corrente. Este problema é bastante conhecido na prática por quem utiliza a técnica da reciprocidade. A capacitância parasita interfere no resultado da medição da corrente elétrica. A capacitância parasita é modelada em paralelo com a resistência onde se deseja medir a queda de tensão que determina a corrente circulante no microfone, como na Figura 6.13.

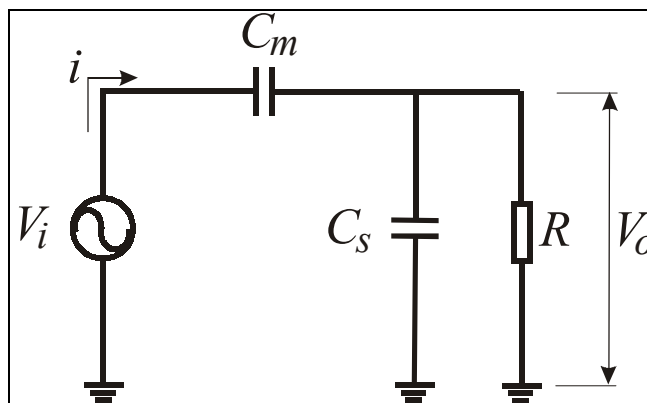


Figura 6.13 – circuito simplificado da capacitância do microfone (C_m) e da capacitância parasita(C_s), bem como a fonte de excitação (V_i) e a resistência elétrica onde se deseja medir a corrente circulante i .

A capacitância C_s funciona como um divisor de corrente. Então, dependendo do tipo de conexão entre o terminal elétrico do microfone e a entrada do circuito de medição de corrente pode-se ter um incremento do fluxo de corrente que circulará pela capacitância C_s . No caso particular deste trabalho a conexão entre o terminal elétrico do microfone e a entrada do pré-amplificador é um cabo coaxial com aproximadamente 1,5 metro.

A impedância de um microfone de $\frac{1}{2}$ " é da ordem de $8\text{ M}\Omega$, então o longo cabo acoplado ao microfone opera como uma antena capaz de permitir a entrada de ruído elétrico. O efeito é ainda maior principalmente porque se deseja medir correntes elétricas da ordem de μA . A solução parece ser utilizar um circuito pré-amplificador (casador de impedância) para que se elimine a alta impedância de entrada, bem como a capacitância parasita.

CAPÍTULO 7

CONCLUSÕES E COMENTÁRIOS

Para o método da comparação em campo livre simulado, os resultados apresentados cobrem a faixa de 25 Hz a 20000 Hz porque os microfones sob teste calibrados pelo procedimento PTB (método clássico da comparação utilizando tom puro em câmara anecóica) têm sensibilidade determinada nesta faixa de frequências. Como o objetivo desta tese é comparar os resultados obtidos pelo método proposto com os do método clássico, então o autor deteve sua investigação somente nesta faixa de frequências.

Para o método da comparação sequencial em campo difuso, a faixa de frequências utilizada é de 100 Hz até 10000 Hz. A limitação da faixa de frequências não tem origem nas frequências/sensibilidades determinadas por reciprocidade para os microfones sob teste. As frequências determinadas por reciprocidade em campo de pressão e corrigidas pelo fator de correção pressão-difuso cobrem a faixa de 25 Hz até 20000 Hz. O propósito de se calibrar na faixa de 100 Hz até 10000 Hz se refere a questões realistas de demanda na área de medição de potência sonora em câmaras reverberantes.

O método que utiliza o Vibrômetro a Laser apresenta resultados na faixa que vai de 1 Hz até 20000 Hz. As razões para isto estão fundamentadas no propósito inicial da investigação deste método. O foco da investigação é a comprovação da influência do campo sonoro no resultado de uma calibração e também a verificação da possibilidade de uma futura aplicação deste método em calibrações de microfones que medem ruídos de explosão e outras aplicações que requerem a calibração em muito baixas frequências, de 1Hz até 250 Hz.

As Figuras 7.1, 7.2, 7.3, 7.4 e 7.5 apresentam os resultados das calibrações dos cinco microfones sob teste utilizados no método da comparação sequencial em campo livre simulado. Os resultados são expressos em forma de desvio do método da comparação sequencial em campo livre realizado pelo PTB. Além disto, também é mostrada a incerteza expandida declarada pelo PTB. Da mesma maneira, a incerteza expandida estimada para o método proposto também é apresentada nas figuras para que se possa analisar e validar o método proposto para campo livre simulado.

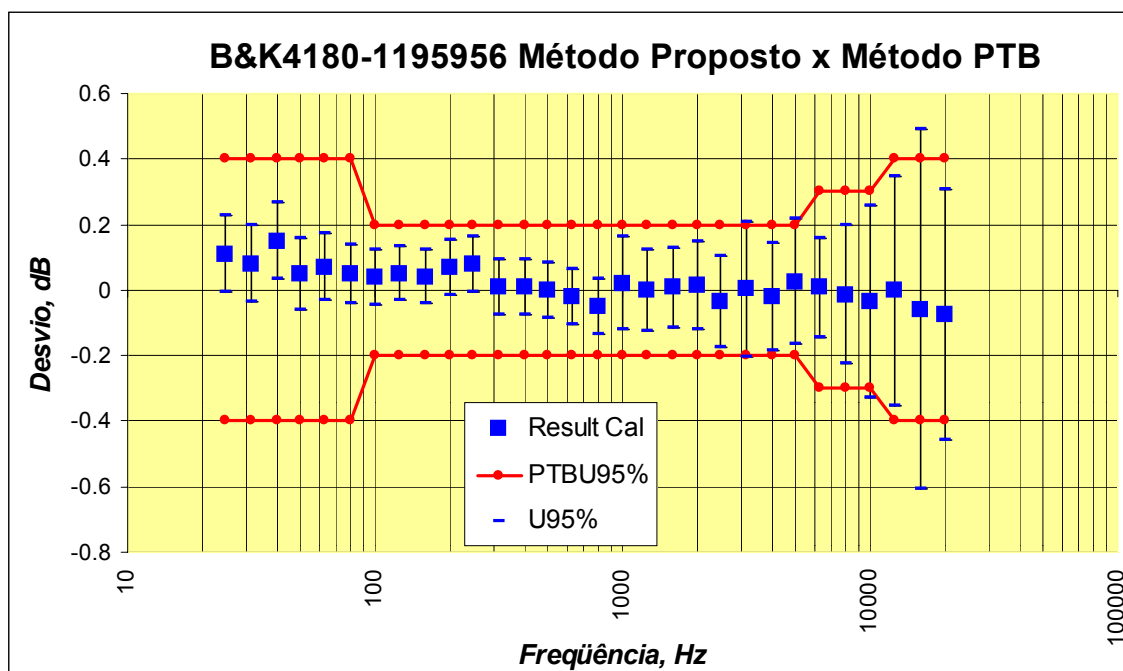


Figura 7.1 – Resultado da calibração de microfone pelo método da comparação seqüencial em campo livre simulado. Incerteza expandida do método proposto e também do método PTB.

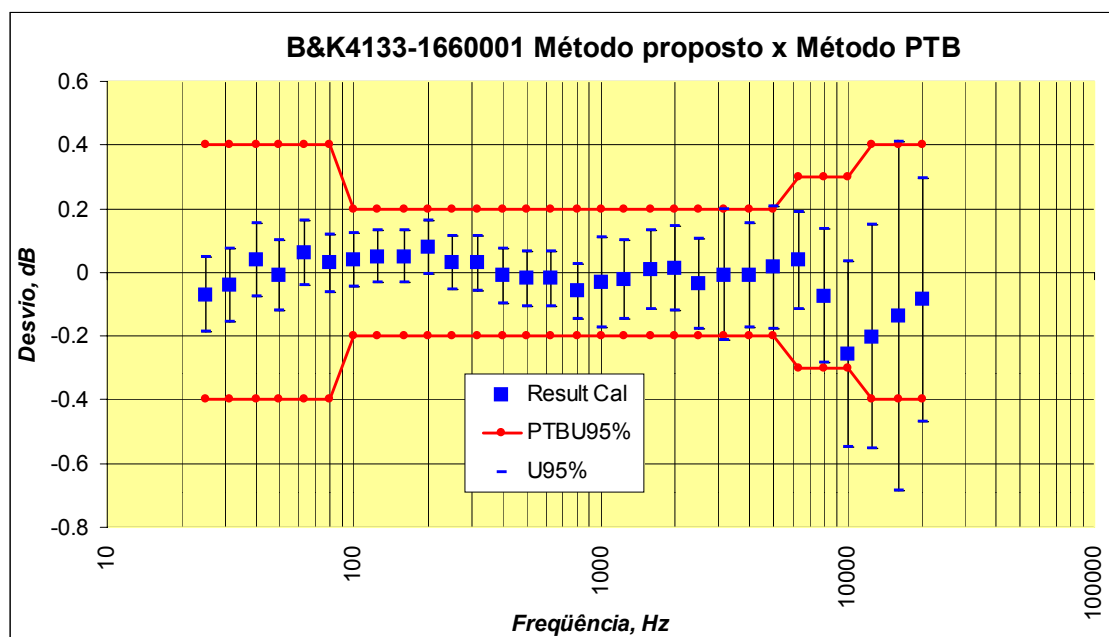


Figura 7.2 – Resultado da calibração de microfone pelo método da comparação seqüencial em campo livre simulado. Incerteza expandida do método proposto e também do método PTB.

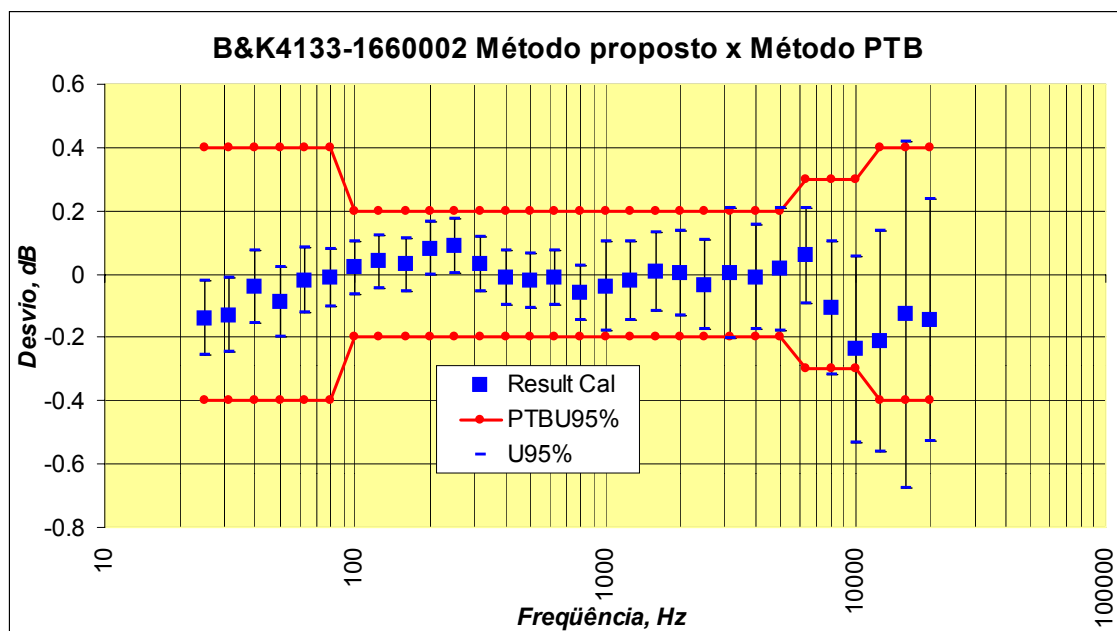


Figura 7.3 – Resultado da calibração de microfone pelo método da comparação seqüencial em campo livre simulado. Incerteza expandida do método proposto e também do método PTB.

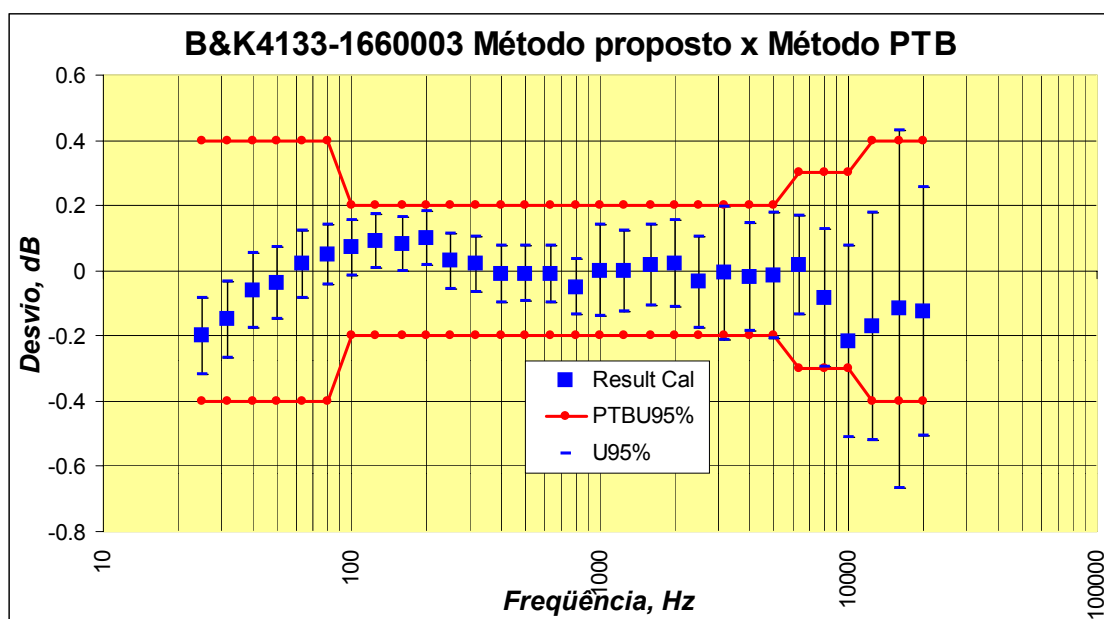


Figura 7.4 – Resultado da calibração de microfone pelo método da comparação seqüencial em campo livre simulado. Incerteza expandida do método proposto e também do método PTB.

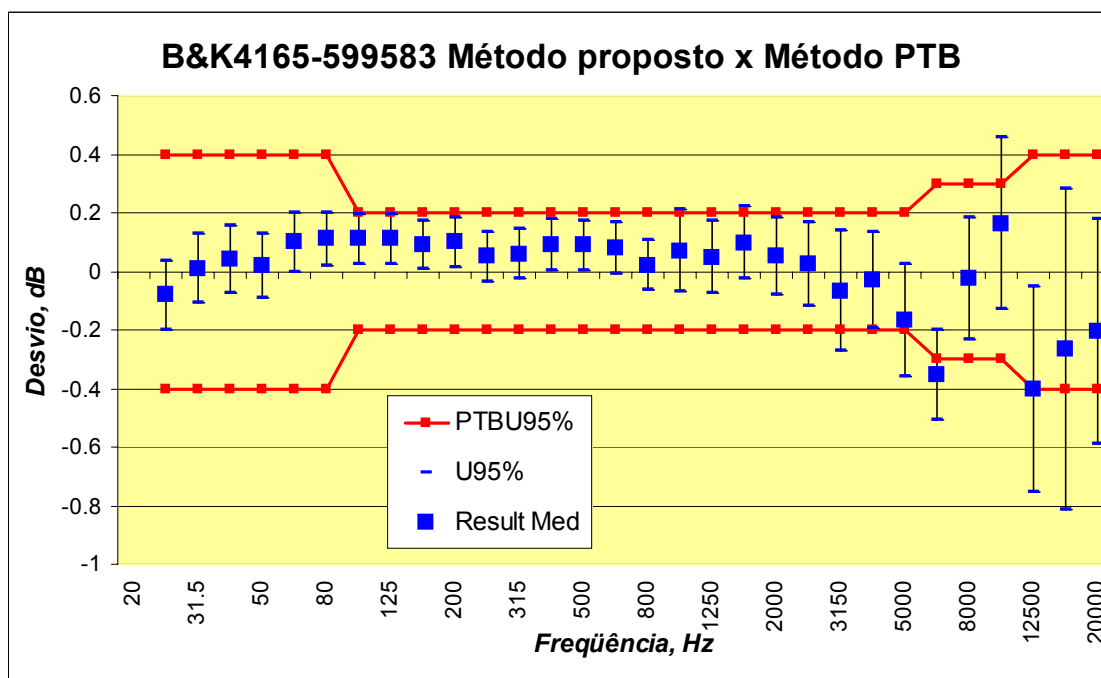


Figura 7.5 – Resultado da calibração de microfone pelo método da comparação sequencial em campo livre simulado. Incerteza expandida do método proposto e também do método PTB.

Analisando as Figuras 7.1, 7.2, 7.3 e 7.4 pode-se observar que para todos os terços de oitava, os resultados estão compreendidos entre a máxima e mínima incerteza expandida declarada pelo PTB. Para o microfone B&K4165, os resultados obtidos pelo método proposto em todos os terços de oitava também pertencem ao intervalo de incerteza expandida declarada pelo PTB, exceto para o terço de oitava de 6300 Hz onde o resultado ultrapassou em 0,05 dB o limite inferior da incerteza expandida declarada pelo PTB. Entretanto, existe uma sobreposição entre as incertezas expandidas do método proposto e do método PTB. Esta sobreposição de incertezas expandidas não permite invalidar o método proposto para esta particular frequência.

Caso os 5 microfones sob teste pudessem ser calibrados por reciprocidade em campo livre, a dúvida em relação ao terço de oitava de 6300 Hz poderia ser solucionada. Como o método da reciprocidade apresenta uma incerteza expandida de medição menor que a incerteza expandida do método da comparação pertencente ao PTB, então, possivelmente, uma afirmação mais segura pudesse ser feita.

Como o método da reciprocidade em campo livre para microfones de $\frac{1}{2}$ " não é dominado pelo PTB e também pelo Inmetro, estão não se fez uso desta possibilidade. Entretanto, com base nos resultados apresentados, pode-se garantir o sucesso do método

proposto, visto que, para os 5 microfones submetidos a teste, nenhum apresentou invalidação para qualquer que fosse o terço de oitava.

Nas medições em campo difuso utilizando três microfones em três posições de microfones e duas posições de fonte sonora resultaram em seis incertezas expandidas de medição, conforme Tabelas de 5.15 a 5.20. Para uma análise de qual posição de microfone e posição de fonte no interior da câmara reverberante apresenta resultado com menor incerteza, então é necessário representar graficamente as incertezas apresentadas nas Tabelas de 5.15 a 5.20. A Figura 7.6 mostra a representação gráfica das incertezas estimadas para as calibrações nas 3 posições de microfone e 2 posições de fonte.

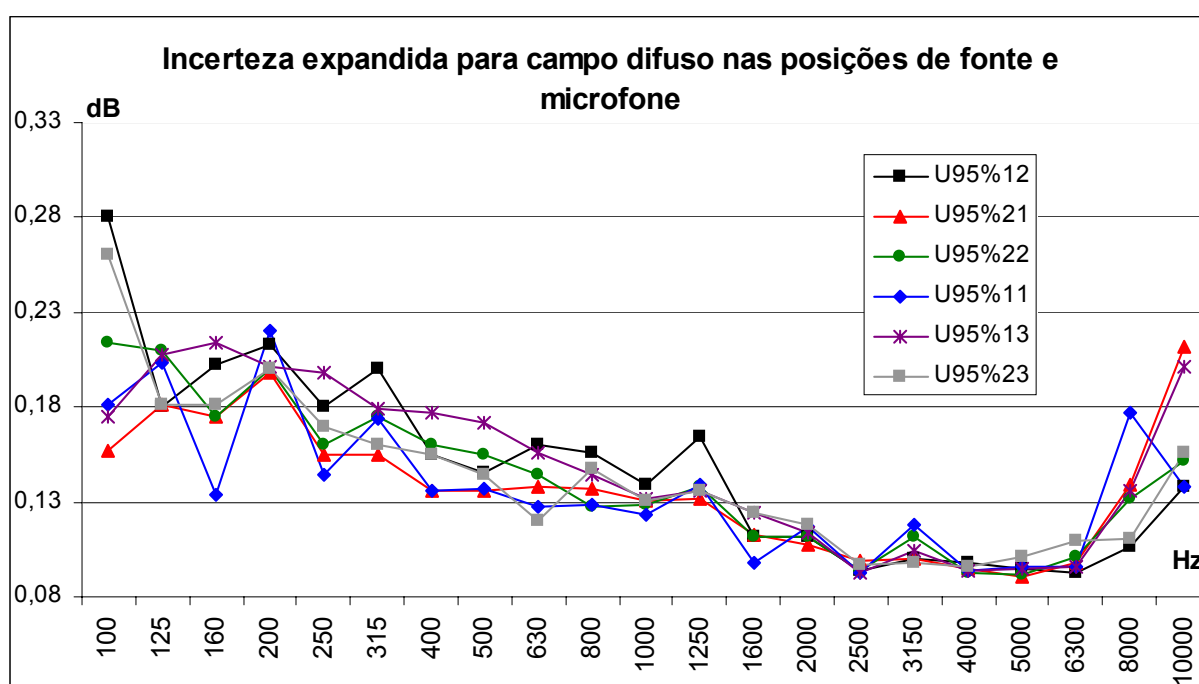


Figura 7.6 – Representação gráfica da incerteza expandida de medição $U_{95\%12}$ quando os 3 microfones estavam posicionados na posição de microfone 2 e a fonte na posição 1. As demais incertezas expandidas seguem a mesma formação quanto a posição dos índices, primeiro índice para posição de fonte e o segundo índice para posição de microfone.

Analisando a Figura 7.6 observa-se boa concordância entre todas as estimativas de incerteza nas frequências de 2500 Hz e 4000 Hz. Como as fontes de incerteza referentes à instrumentação não mudam com a mudança de posição de microfone e de fonte e, nestas duas frequências, os desvios padrão de repetitividade apresentaram valores muito próximos, assim como os desvios padrão relacionados a reprodutibilidade também apresentaram valores muito próximos, atribui-se que nestas duas frequências o campo sonoro é de fato muito próximo ao campo difuso.

Como o objetivo ao se escolher várias posições no interior da câmara reverberante para realizar as medições é exatamente determinar qual a posição que menor impacto causa ao resultado final de uma calibração, ou seja, na condição que melhor representa o campo difuso, então pode-se apontar a posição 2 de microfone e posição 2 de fonte sonora como a que apresenta o melhor comportamento, levando-se em conta toda a faixa de frequências, 100 Hz até 10 kHz. Caso seja desprezada a frequência de 10 kHz pode-se apontar a posição 1 de microfone e 2 de fonte como a que fornece o resultado mais exato de uma calibração.

A investigação proposta para este método de calibração em campo difuso foi bem sucedida para o modelo de microfone B&K 4180. Futuras investigações devem ser realizadas com outros modelos de microfones atuando como microfone sob teste e o microfone B&K4180 atuando como microfone de referência. Obviamente devem-se escolher modelos de microfones que atendam aos requisitos de medição de potência sonora em campo difuso pelo método direto.

Além da diminuição do investimento com instrumentação da calibração quando comparado ao método proposto por [11], a nova técnica proposta em campo difuso apresenta a vantagem de demandar menor tempo para a calibração, 5 minutos contra 35 minutos da técnica proposta por [11]. Atualmente, a Norma IEC61183 está suspensa, embora continue constando na lista de Normas da IEC. O motivo desta suspensão são os valores de correção de campo de pressão para campo difuso e também de campo livre para campo difuso. Estes valores de correção estão sendo considerados inválidos, necessitando de novas investigações para serem determinados. Um outro motivo é o baixo valor de incerteza expandida para os fatores de correção. A incerteza expandida declarada na norma é uma constante (0,03 dB) para todo o espectro de frequências. Este valor de incerteza é praticado somente pelos melhores Laboratórios Nacionais de Metrologia para o campo de pressão e mesmo assim em uma faixa estreita de frequências. Deve-se, portanto, aguardar a nova versão para esta Norma para que se possa vender o serviço de calibração de microfones em campo difuso.

O método absoluto utilizando o Vibrômetro a Laser é sem dúvida uma grande promessa para as futuras calibrações absolutas de microfones. Nesta tese de doutorado, a intenção foi de avaliar a influência do campo sonoro no resultado de uma calibração. O que ficou constatado é que o campo sonoro influencia sim o resultado de uma calibração.

Outro ponto que se objetivou investigar no método com Vibrômetro a Laser é a aplicação deste em calibrações de muito baixa frequências (1Hz até 250 Hz), onde a demanda está associada a microfones que medem ruídos de explosões. Com o intuito de harmonizar os resultados obtidos com os métodos de muito baixa frequência, o BIPM programou uma

intercomparação de nome “CCAUV.A-K2”, onde se planeja a determinação da sensibilidade do microfone na faixa de frequências de 2 Hz a 250 Hz.

Analisando os resultados obtidos na investigação com Vibrômetro a Laser pode-se dizer que foi obtido sucesso parcial nas investigações. As medições possibilitaram a constatação do corte típico abaixo dos 10 Hz em microfones de 1/2", sendo também possível verificar a resposta plana do microfone de 1/8" até 20 kHz. Quando diz-se parcial, é porque um deslocamento sistemático na sensibilidade determinada por este método foi detectada. Mas a solução para a causa deste deslocamento na sensibilidade foi encontrada. Trata-se do circuito utilizado na medição da corrente circulante no microfone. A solução é a aquisição de uma unidade transmissora embarcada junto com um circuito pré-amplificador fabricado pela B&K, modelo “Transmitter Unit ZE0796”. Com esta unidade transmissora é possível reduzir drasticamente o ruído elétrico presente nas medições, bem como evitar o efeito da capacitância parasita que corrompe a medição da corrente elétrica circulante no microfone.

Em novembro próximo, um acordo internacional entre PTB e Inmetro será assinado para que se possa desenvolver o método do Vibrômetro a Laser e também o método da reciprocidade em campo livre. Esta cooperação entre os dois Institutos será financiada pelo Governo Alemão e terá um prazo máximo de 3 anos para que se implantem os métodos. Após o domínio do método da reciprocidade em campo livre, este será utilizado como a referência para se comparar o resultado da técnica com Vibrômetro a Laser em altas frequências, caso em que o microfone necessita de uma varredura com o Vibrômetro a Laser para se medir a velocidade em diversos pontos do diafragma.

Ainda com relação ao método da comparação em campo livre simulado, deve-se acrescentar um comentário que pode ajudar na escolha do alto-falante a ser utilizado como fonte sonora do método. A potência elétrica entregue ao alto-falante não necessita exceder 5 watts rms. A sensibilidade dos alto-falantes é da ordem de 98 dB a 1 metro de distância - 1 watt – 1kHz o que assinala para um fornecimento de baixa potência para se atingir um nível de pressão sonora suficiente a ter-se uma boa relação sinal/ruído. Apesar de não ser necessário a utilização de alta potência do alto-falante, é recomendado o uso de alto-falantes de potência nominal rms acima de 100 watts. O motivo desta recomendação tem o objetivo de limitar a faixa útil de potência do alto-falante em não mais que 5 % de sua potência nominal. A justificativa para esta especificação é por motivos de afastar a possibilidade de superaquecimento da bobina do alto-falante, o que poderia levar à não linearidade do alto-falante e, conseqüentemente, valores elevados dos desvios padrão de repetitividade nas medições das respostas impulsivas.

Para servir como exemplo de valores de repetitividade dos níveis de pressão sonora que se pode alcançar com um alto-falante utilizado no método da comparação seqüencial em campo livre simulado, a Tabela 7.1 pode ilustrar o desvio padrão de repetitividade de cinco medições seguidas do nível de pressão sonora quando a potência dirigida ao alto-falante está bem ajustada para obter-se uma boa relação sinal/ruído sem superaquecimento da bobina. Esta estabilidade de curta duração da fonte sonora é fator importante para garantir que, durante os passos da calibração de microfones sob teste, a pressão sonora possa ser assumida constante durante todo o procedimento da Equação (4.1).

Tabela 7.1 – desvios Padrão obtido de 5 medições seguidas de nível de pressão sonora com o sistema de medição do método da comparação seqüencial em campo livre simulado.

Freq(Hz)	20	25	31.5	39	50	63	80	100	125	160
Desvio Padrão (dB)	0.005	0.004	0.000	0.004	0.005	0.004	0.000	0.000	0.000	0.000

Freq(Hz)	200	250	315	400	500	630	800	1000	1250	1600
Desvio Padrão (dB)	0.000	0.000	0.000	0.004	0.000	0.000	0.005	0.000	0.000	0.000

Freq(Hz)	2000	2500	3150	4000	5000	6300	8000	10000	12500	16000	20000
Desvio Padrão (dB)	0.000	0.000	0.005	0.000	0.004	0.008	0.009	0.016	0.017	0.024	0.021

O Capítulo 3 descreveu a ferramenta de processamento de sinais que viabiliza a obtenção de respostas impulsivas que trazem a distorção harmônica isolada do resto. A robustez desta técnica permite outras aplicações na área de eletroacústica, tais como a calibração de microfones pelo método da reciprocidade em campo livre, calibração acústica de medidores de nível sonoro, medição da diretividade de medidores de níveis sonoros e medição da diretividade e sensibilidade de alto-falantes em campo livre. Enfim, esta técnica pode ser aplicada a qualquer dispositivo eletroacústico que permita a entrada do sinal de varredura de senos para posterior obtenção da resposta impulsiva, aplicação da função janela e após a aplicação da FFT a obtenção da resposta em frequência em campo livre simulado. Como trabalho futuro, todas estas outras aplicações poderiam ser testadas e avaliadas.

O método proposto em campo livre simulado apresentou resultados consistentes que encorajam investigações para a calibração de medidores de nível sonoro em campo livre. A IEC 61672-3 [45], dentre outros itens a serem verificados, aponta a calibração acústica da ponderação A, C e Zero (Flat) dos medidores de nível sonoro. A verificação periódica preconizada por [45] pode ser realizada em campo de pressão, por atuador eletrostático ou em campo livre. Caso esta verificação periódica seja realizada em campo de pressão ou por atuador eletrostático é necessário aplicar a correção de campo livre que deve ser fornecida pelo fabricante do microfone-medidor de nível sonoro. A vantagem da utilização do método

em campo livre simulado na verificação periódica de medidores de nível sonoro justifica-se por não ser necessário a aplicação de fatores de correção de campo livre e, também, a não utilização das caras câmaras anecóicas. Quanto ao uso de sinais de excitação no modo Mono ou no modo Estéreo tem-se um comentário importante a fazer. A resposta impulsiva obtida no modo Mono tem a forma clássica das respostas impulsivas notadas em publicações científicas, como apresentado na Figura 7.7. No entanto, a resposta impulsiva obtida com sinal de excitação no modo Estéreo apresenta distorção em relação à forma clássica das respostas impulsivas. A Figura 7.8 mostra a forma distorcida da resposta impulsiva com excitação no modo Estéreo.

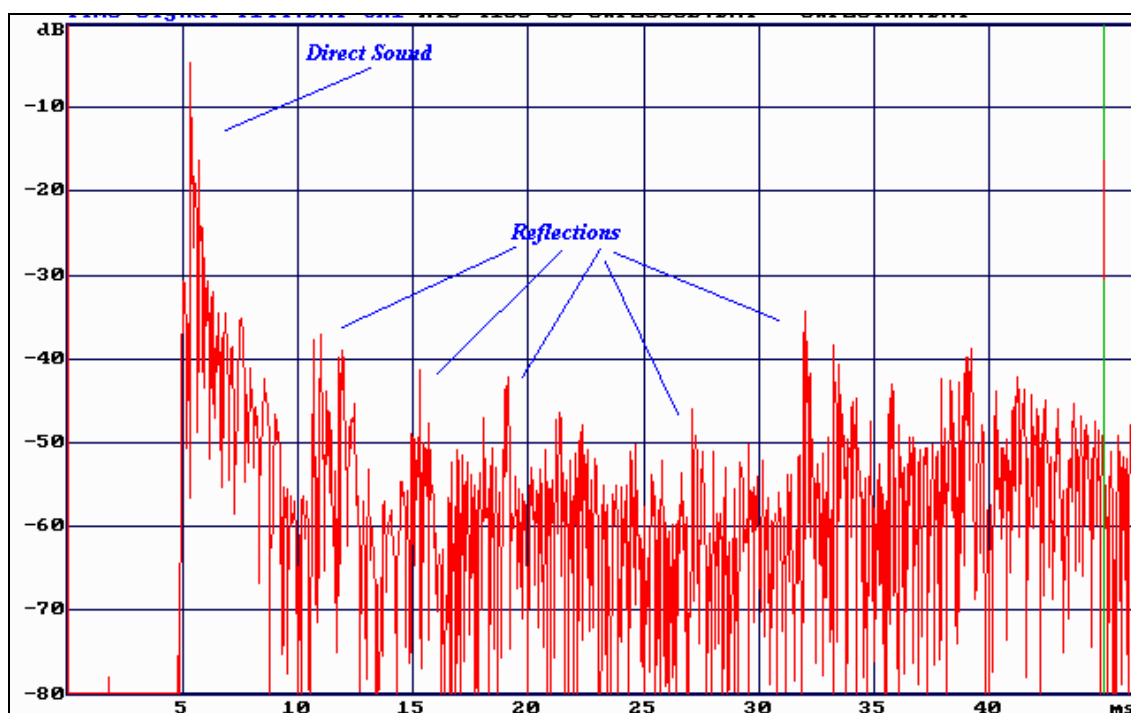


Figura 7.7 – Resposta Impulsiva obtida com sinal de excitação no modo Mono.

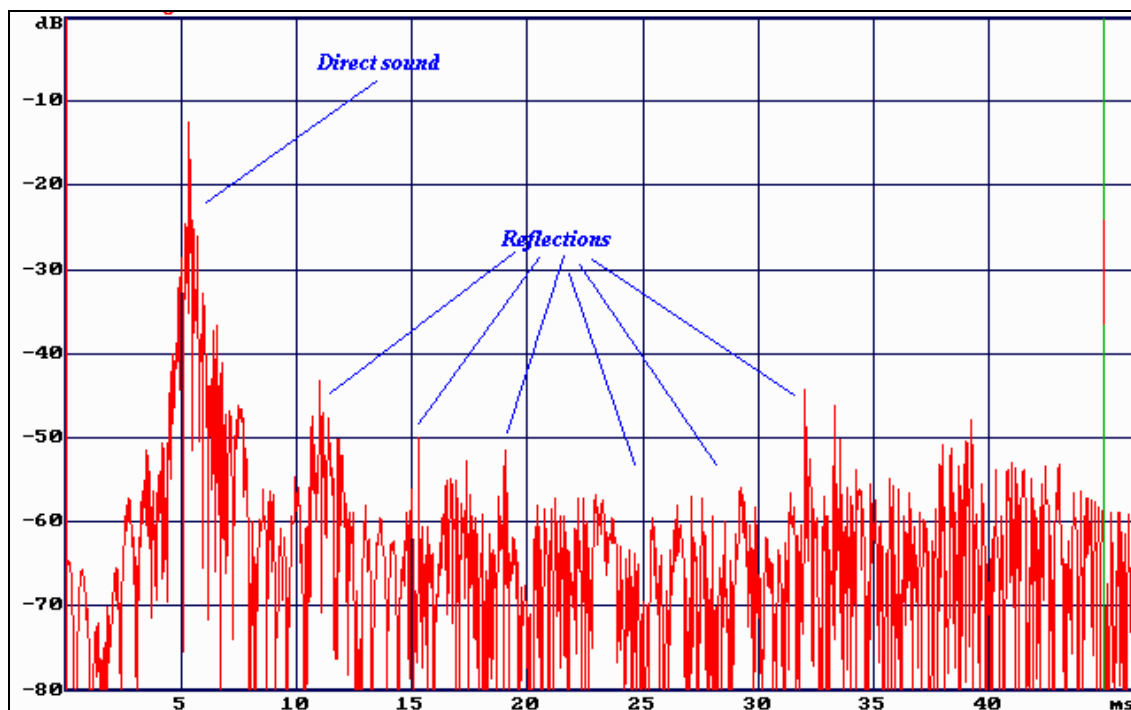


Figura 7.8 – Resposta Impulsiva obtida com sinal de excitação no modo Estéreo.

A resposta impulsiva obtida com sinal de excitação no modo Mono apresenta o comportamento semelhante a de filtros de fase mínima. Já a resposta impulsiva obtida com sinal de excitação no modo Estéreo tem comportamento parecido a de filtros de fase linear. Encontrar uma causa que justifique este efeito parece ser necessária para que se encontre uma solução. Embora para o método proposto em campo livre simulado este efeito não introduza erros sistemáticos significativos, como mostrado na Figura 7.9, cabe comentar que na frequência de 800 Hz existe o desvio correspondente ao modo Mono, como comentado na página 44 e mostrado na Figura 4.2.

Novamente, observando as Figuras 7.7 e 7.8, pode-se notar que o tempo de chegada do som direto e das reflexões sonoras tem o mesmo instante. Parece então que a energia acumulada na parte esquerda do sinal direto no modo Estéreo não traz malefícios ao método. Como o método é da comparação, então o alargamento da resposta impulsiva pode ser tratado como uma distorção sistemática, o que leva a um cancelamento na operação da Equação (4.1).

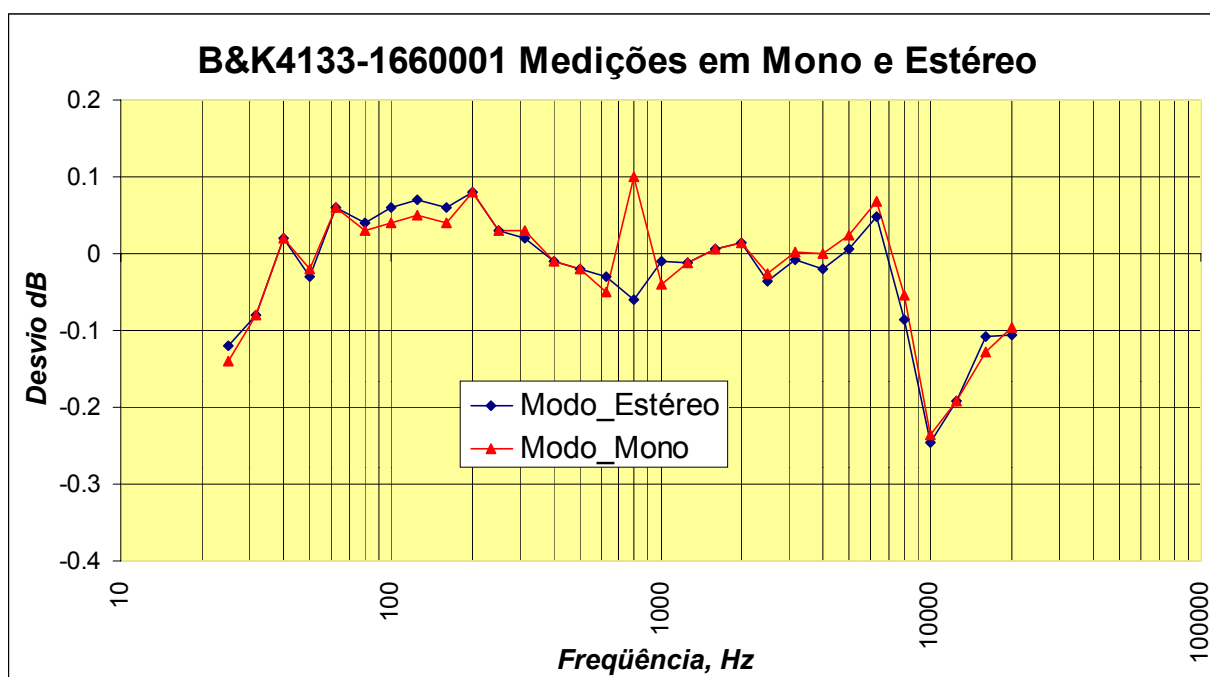


Figura 7.9 – Comparação entre calibrações usando sinal de excitação no modo Mono e no modo Estéreo.

Uma das causas possíveis para a formação deste efeito de distorção na resposta impulsiva pode estar ligado ao momento da construção do sinal de excitação Estéreo. Quando se constrói o sinal de excitação Estéreo é necessário compor as duas respostas em frequência do “woofer” e da corneta numa região chamada de “crossover”. Para se realizar isto é necessário cortar a resposta do “woofer” na frequência de “crossover”, levando, no domínio do tempo, a criação de lóbulos laterais na resposta impulsiva pertencente ao “woofer”. Parece possível evitar ou diminuir este efeito por aplicar uma função que suavize o corte. Como trabalho futuro, poderia ser investigado se este efeito é significativo para outras aplicações na área de acústica, por exemplo, a determinação do C80 (“Clarity”). A ISO 3382 define o instante de tempo zero da integral como sendo aquele instante anterior ao instante de tempo do pico do sinal sonoro direto menos 20 dB. Observando as Figuras 7.7 e 7.8 é possível perceber que pode-se acrescentar ou não mais informações a integral que define o C80, considerando que os 20 dB para a resposta impulsiva obtida com sinal de excitação Estéreo contém mais informações do que os 20 dB para a resposta impulsiva obtida com sinal de excitação Mono.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] E.C. Wente, “ A condenser transmitter as a uniformly sensitive instrument for the absolute measurement of sound intensity.” Phys. Ver. 10, 39-63 (1917)
- [2] S. Ballantine, “Technique of microphone calibration”, J. Acoust. Soc. Amer. 3, 319-360 (1932).
- [3] R.K. Cook, “ Absolute pressure calibration of microphones”, J.Research Nat. Bur. Standards, 25, 489-505 (1940). J. Acoust. Soc. Amer. 12, 415-420 (1941)
- [4] IEC 61094-2: “ Measurement microphones - Part 2: Primary method for pressure calibration of laboratory standard microphones by the reciprocity technique”, 1992;
- [5] IEC 61094-3: “ Measurement microphones - Part 3: Primary method for free-field calibration of laboratory standard microphones by the reciprocity technique”, 1995;
- [6] IEC 61094-1: “ Measurement microphones - Part 1: Specifications for laboratory standard microphones”, 2000;
- [8] Salvador Barrera Figueroa, “Primary method for pressure calibration of laboratory standard microphones by the reciprocity technique”, tese de doutorado da Technical University of Denmark- Orsted DTU Acoustic Tecnolology, 2003;
- [9] Randall P. Wagner and Victor Nedzelnitsky, ‘Determination of acoustic center correction values for type LS2aP microphones at normal incidence’, J.A.S.A 104 (1), July 1998, pag. 192-203
- [10] IEC 61094-5: “ Measurement microphones - Part 5: Methods for pressure calibration of working standard microphones by comparison”, 2003;
- [11] IEC 61183: “ Electroacoustics: Random-incidence and diffuse-field calibration of sound level meters”, 1994;
- [12] Zemar Soares & Marco Nabuco, “ Calibração de microfones capacitivos por comparação em campo difuso”, 17º Encontro anual da SOBRAC, Petrópolis, 1996;
- [13] NPL Report CMAM 57, “Methods of free-field calibration of workig standard microphones by comparison techniques: Euromet project 400”, Setembro de 2000;
- [14] George S.K. Wong & Tony F.W. Embleton, “ AIP Handbook of Condenser Microphones: Theory, Calibration, and Measurements”, AIP Series in Modern Acoustics and Signal Processing, 1995;
- [15] Richard C. Heyser, “Acoustical Measurements by Time Delay Spectrometry”, J.AES, vol. 15, 1967, pp. 370-382
- [16] F. J. MacWilliams, N. J. A. Sloane, “Pseudo-Random sequences an arrays” , Proc.IEEE, 1976, vol.84, p.1715.

- [17] Michael Vorländer, "Applications of maximum length sequences in acoustics", 17^o SOBRAC e 1^o SIBRAMA, pp.35-44, Petrópolis, RJ, 1996,
- [18] Eckard Mommertz & Swen Müller, "Measuring impulse responses with preemphasized pseudo random noise derived from maximum length sequences", Applied Acoustics, 1995, vol. 44, p.195
- [19] Aoshima, N, "Computer-generated pulse signal applied for sound measurement", JASA 69(5), pp. 1484-1488, 1981.
- [20] A. J. Berkhout, D. de Vries & M.M. Boone, "A new method to acquire impulse responses in concert halls", J.A.S.A., 68(1), July 1980, pp. 179-183
- [21] Angelo Farina, "Simultaneous measurement of impulse response and distortion with a swept-sine technique", 108th Convention of Audio Engineering Society, preprint 5093(D-4), Paris,2000.
- [22] Paulo M. Massarani, "Tempo-frequência e reflexão sonora – Análise e casos experimentais", tese de doutorado Coppe/UFRJ/D.Sc. Engenharia Mecânica, 2001.
- [23] Swen Müller & Paulo Massarani, "Transfer-Function Measurement with Sweeps", Journal of Audio Engineering Society, vol. 80, 2001.
- [24] John Vanderkooy, "Aspects of MLS measuring systems", Journal of Audio Engineering Society, vol. 42, p. 219, 1994.
- [25] Peter Svensson, Johan L. Nielsen, "Errors in MLS Measurements Caused by Time Variance in Acoustic Systems", Journal of Audio Engineering Society, vol. 47, pp. 907-927, 1999.
- [26] Frederic J. Harris, "On the use of windows for harmonic analysis with the discrete fourier transform", Proceedings of the IEEE, Vol. 66, No. 1, pp.51-83, 1978.
- [27] Anfosso-Lédée, F., Garai, M., Clairbois, J.P., "Une méthode Européenne pour la qualification sur site des écrans antibruit.", Bulletin des Laboratoires des Points et Chaussées 225, pp. 89-104, 2000.
- [28] SIM.AUV.AK1.PREV : Intercomparação microfone de 1" por reciprocidade em campo de pressão, 1997, www.bipm.fr/
- [29] SIM.AUV.AK1: : Intercomparação microfone de 1" por reciprocidade em campo de pressão, 1998, www.bipm.fr/
- [30] CCAUV.A-K1: Intercomparação microfone 1" por reciprocidade em campo de pressão, 2001, http://kcdb.bipm.org/AppendixB/KCDB_ApB_search_result.asp?
- [31] CCAUV.A-K3: Intercomparação microfone 1/2" por reciprocidade em campo de pressão,2003,
- [32] George S. K. Wong and Lixue Wu: "Interlaboratory comparison of microphone calibration", JASA, 115(2), pp. 680-682, Feb/2004;

- [33] M. Vorländer & H. Bietz: “ Novel broad-band reciprocity technique for simultaneous free-field and diffuse-field microphone calibration” ,Acustica Vol 80, 1994, pp. 365-377;
- [34] ISO 3744: “ Acoustics - Determination of sound power levels of noise sources using sound pressure – Engineering methods in an essentially free field over a reflecting plane”, 1994;
- [35] M.Delany, E.N. Bazley, “ The high-frequency performance of wedge-lined free field rooms”, J. Sound. Vib., 55, pp. 195-214, 1977.;
- [36] Technical Review No. 1 de 2001, “ The influence of Enviromental Conditions on the Pressure Sensitivity of Measurement Microphones”.
- [37] ISO GUM, , “Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement”, 1995.
- [38] Zemar M. D. Soares & Walter E. Hoffmann: “Cálculo da incerteza expandida de medição na calibração de microfones capacitivos”, 19º Encontro anual da SOBRAC, Belo Horizonte, 2000;
- [39] ISO/IEC17025: “Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement”, 1995;
- [40] ISO3743 – 2: “Determination of sound power levels of noise sources using sound pressure – Engineering methods for small, movable sources in reverberant field – Part 1Methods for special reverberantion test rooms”, 1994;
- [41] ISO 3741: “Determination of sound power levels of sources using sound pressure – Precision methods for reverberation rooms”,1999;
- [42] G. Behler & M. Vorländer, “Reciprocal Measurements on Condenser Microphones for Quality Control and Absolute Calibration“, Acustica, 90, pp 152-160, 2004.
- [43] H.F. Olson, “ Acoustical engineering”. Van Nordstrand, Princeton, 1957. chapter 5.8.
- [44]E. Zwicker & M. Zollner, “ Elektroakustik”, Springer-Lehrbuch
- [45] K.O. Ballagh, “ Acoustical admittance of cilindrical cavities”, journal od Sound and Vibration (1987) 112(3), 567-569.
- [45] IEC 61672-3: “Electroacoustics - Sound level meters - Part 3: Periodic tests", Committee Draft, 2004" ;
- [46] ISO 3382: “Acoustics – Measurement of the reverberation time of rooms with reference to other acoustical parameters”, 1997.

APÊNDICE A

No Capítulo 4, foi apresentado a análise de incertezas para o método proposto onde a incerteza padrão de repetitividade foi estimada para um número de dez réplicas. No procedimento PTB, um número de três réplicas é utilizado para estimar a incerteza padrão de repetitividade. Isto pode levantar alguma dúvida com relação a uma comparação direta entre os métodos.

O motivo da comparação entre os dois métodos utilizando número de replicações diferentes teve como base o tempo de execução. O procedimento PTB toma pelo menos trinta minutos para a realização de uma réplica, enquanto o método proposto em campo livre simulado não toma mais que cinco minutos para uma replicação. Um total de pelo menos uma hora e trinta minutos são necessários para que as três réplicas do procedimento PTB possam ser realizadas para o posterior cálculo do resultado final da calibração do microfone em campo livre por comparação seqüencial. Já o método proposto requer menos que cinquenta minutos para a execução das dez réplicas.

Embora o método proposto tem a vantagem de apresentar resultados em menor tempo, isto pode levantar dúvida quando se deseja comparar dois métodos utilizando número de réplicas diferentes. Uma nova estimativa da incerteza expandida de medição é apresentada na Tabela A.1, onde a única diferença em relação à apresentada na Tabela 4.18 é a incerteza padrão de repetitividade. Na Tabela A.1 a incerteza padrão de repetitividade é estimada para um número de três réplicas, enquanto que na Tabela 4.18 a incerteza padrão de repetitividade é estimada para um número de dez réplicas.

A Figura A.1 apresenta uma comparação entre a incerteza expandida de medição com dez réplicas e três réplicas. Observa-se que nas baixas e médias frequências as diferenças são muito pequenas, menores que 0,02 dB. Nas altas frequências as diferenças entre as duas estimativas de incerteza expandida de medição, quando existem, são menores que 0,01 dB. Portanto, parece que a condição de não similaridade entre o número de réplicas para a estimativa da incerteza padrão de repetitividade, quando se compara métodos, não inviabiliza a validação do método proposto.

Caso encontrássemos nas altas frequências diferenças maiores que 0,1 dB, poderíamos invalidar o método proposto, visto que em 6,3 kHz o microfone B&K4165 (Figura 7.5) apresentou um desvio que ultrapassa o limite da incerteza expandida do PTB, entretanto, existe uma sobreposição maior que 0,1 dB entre a incerteza expandida do método proposto e a do PTB, criando a região de dúvida que impede a invalidação do método proposto. Como nas

altas frequências não foram encontradas diferenças que sequer ultrapassa a 0,01 dB, então pode-se afirmar que toda a análise de validação apresentada no Capítulo 4 é pertinente.

Tabela A.1 – Estimativa da Incerteza Expandida de Medição para o Método da comparação sequencial utilizando Resposta Impulsiva e varredura de senos.

Fontes	Frequência (Hz)															V_f	distribuição
	25	31,5	40	50	63	80	100	125	160	200	250	315	400	500	630		
Calibração do microfone de Referência	0,030	0,030	0,030	0,025	0,025	0,025	0,025	0,025	0,025	0,025	0,025	0,025	0,025	0,025	0,025	Infinito	normal
Ganho Pré-amplificador	0,027	0,027	0,027	0,027	0,027	0,027	0,027	0,027	0,027	0,027	0,027	0,027	0,027	0,027	0,027	Infinito	retangular
Não-Linearidade Analis.	0,016	0,016	0,016	0,016	0,016	0,016	0,016	0,016	0,016	0,016	0,016	0,016	0,016	0,016	0,016	Infinito	retangular
Repetitividade	0,033	0,032	0,031	0,028	0,025	0,023	0,020	0,017	0,019	0,021	0,024	0,027	0,027	0,025	0,025	2	normal
Arredondamento	0,003	0,003	0,003	0,003	0,003	0,003	0,003	0,003	0,003	0,003	0,003	0,003	0,003	0,003	0,003	Infinito	retangular
Reprodutibilidade	0,025	0,021	0,021	0,018	0,017	0,016	0,014	0,015	0,015	0,018	0,020	0,019	0,017	0,016	0,020	4	retangular
rmsd	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	Infinito	retangular
Janelamento	0,035	0,035	0,035	0,035	0,029	0,017	0,006	0,006	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	Infinito	retangular
Incerteza Combinada	0,069	0,068	0,067	0,063	0,058	0,052	0,047	0,047	0,047	0,049	0,051	0,052	0,051	0,050	0,051	***	***
V_{eff}	32	35	41	45	50	49	59	81	61	44	32	25	25	30	30	***	***
Fator de abrangência, k	2,04	2,03	2,02	2,02	2,01	2,01	2,00	1,99	2,00	2,02	2,04	2,06	2,06	2,05	2,04	***	***
Incerteza Expandida, $U_{95\%}$ (dB)	0,14	0,14	0,13	0,13	0,12	0,10	0,09	0,09	0,09	0,10	0,10	0,11	0,11	0,10	0,10	***	***

Fontes	Frequência (Hz)															V_f	distribuição
	800	1000	1250	1600	2000	2500	3150	4000	5000	6300	8000	10000	12500	16000	20000		
Calibração do microfone de Referência	0,025	0,039	0,033	0,043	0,055	0,061	0,066	0,065	0,060	0,066	0,090	0,140	0,172	0,129	0,106	Infinito	normal
Ganho Pré-amplificador	0,027	0,027	0,027	0,027	0,027	0,027	0,027	0,027	0,027	0,027	0,027	0,027	0,027	0,027	0,027	Infinito	retangular
Não-Linearidade Analis.	0,016	0,016	0,016	0,016	0,016	0,016	0,016	0,016	0,016	0,016	0,016	0,016	0,016	0,016	0,016	Infinito	retangular
Repetitividade	0,026	0,020	0,015	0,012	0,012	0,012	0,012	0,012	0,014	0,012	0,016	0,019	0,031	0,033	0,036	2	normal
Arredondamento	0,003	0,003	0,003	0,003	0,003	0,003	0,003	0,003	0,003	0,003	0,003	0,003	0,003	0,003	0,003	Infinito	retangular
Reprodutibilidade	0,018	0,014	0,016	0,017	0,016	0,013	0,013	0,012	0,013	0,014	0,009	0,017	0,023	0,013	0,029	4	retangular
rmsd	0,000	0,050	0,041	0,031	0,023	0,018	0,074	0,042	0,070	0,025	0,048	0,038	0,027	0,245	0,160	Infinito	retangular
Janelamento	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	Infinito	retangular
Incerteza Combinada	0,051	0,075	0,065	0,065	0,070	0,073	0,106	0,085	0,099	0,079	0,108	0,151	0,181	0,281	0,199	***	***
V_{eff}	27	372	442	585	990	1766	7564	3779	3785	2101	4405	6054	2134	10560	1478	***	***
Fator de abrangência, k	2,06	1,97	1,97	1,96	1,96	1,96	1,96	1,96	1,96	1,96	1,96	1,96	1,96	1,96	1,96	***	***
Incerteza Expandida, $U_{95\%}$ (dB)	0,11	0,15	0,13	0,13	0,14	0,14	0,21	0,17	0,19	0,16	0,21	0,30	0,36	0,55	0,39	***	***

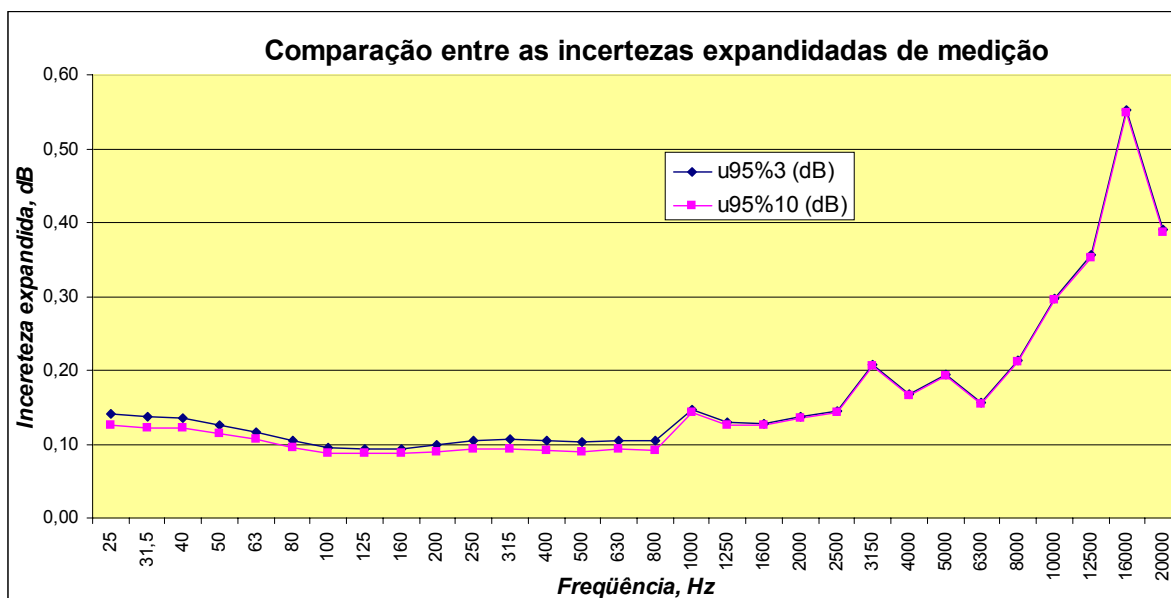


Figura A.1 – Comparação entre as incertezas expandidas estimadas com incertezas padrão de repetitividade para dez réplicas e três réplicas.